

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
ПО КООРДИНАЦИИ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ РАБОТ СССР И НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

8
1965
АВГУСТ

УДК 621.315.612:821.38

Прогресс электроники и керамические диэлектрики

Доктор техн. наук, проф. Н. П. БОГОРОДИЦКИЙ
и кандидат техн. наук И. Д. ФРИДБЕРГ

Ленинградский электротехнический институт
им. В. И. Ульянова (Ленина)

В связи с развитием техники во всех ее областях исключительное значение представляет совершенствование электронной аппаратуры, которая теперь находит повсеместное применение. Современная электронная аппаратура должна быть рассчитана на массовое производство и отличаться высокой надежностью в самых различных условиях при очень низких и очень высоких температурах, воздействии механических нагрузок, различного рода облучениях. Определяющим условием для успешного осуществления этой задачи является наличие необходимых материалов — металлов, диэлектриков и полупроводников.

Создание изделия с высокими свойствами требует не только соответствующих материалов, но и особой технологии и правильного выбора конструкции. Можно было бы указать много примеров, иллюстрирующих эти положения. Так, среди пассивных элементов электроники конденсаторы высокого напряжения высокой частоты не только должны изготавляться из материала с большой электрической прочностью и малыми диэлектрическими потерями, но и по такой технологии, которая обеспечивала бы отсутствие закрытых пор; конструкция высоковольтных конденсаторов является самостоятельной областью разработки и особых знаний конструктора, касающихся электрического поля.

Конденсатор низкого напряжения сверхминиатюрных размеров с высокой надежностью, как показывает опыт последних лет, может быть создан только при наличии тонкой однородной пленки диэлектрика. Это потребовало совершенно новых приемов их изготовления, в частности прокатки керамических пленок и специального горячего литья.

Конструкция такого конденсатора должна предусматривать его монолитность для обеспечения герметичности.

В случае активных элементов электроники материал, технология и конструкция изделия находятся в еще более тесной связи. Можно указать, например, что только при определенной геометрии рабочих областей полупроводникового прибора и только при наличии омического контакта обеспечиваются требуемые характеристики таких приборов. В рабочих элементах оптических квантовых генераторов исключительное значение имеют точность геометрических размеров, чистота обработки поверхности монокристалла и степень прозрачности покрытий.

Неорганические диэлектрики подразделяются на три обширные группы:

а) поликристаллические — керамика, ситаллы;
б) аморфные — главным образом силикатные стекла;

в) монокристаллические — пьезокварц, пьезоэлектрики протонной группы, рубин и другие кристаллы, применяемые в качестве рабочих элементов оптических квантовых генераторов, слюда.

С точки зрения массовости изделий первое место среди неорганических диэлектриков занимает керамика. Она включает в себя четыре класса материалов:

1. Класс электроизоляционных материалов, предназначенных для изготовления конденсаторов, установочных деталей, в том числе для вакуумных приборов.

2. Класс керамических диэлектриков с активными свойствами, предназначенных для изготовления преодолеэлектрических преобразователей, нелинейных

конденсаторов (варикондов), легированной керамики, позволяющей изготовление твердых схем для электронной аппаратуры, керамических диэлектриков — активаторов для волноводных трактов сверхвысокочастотных устройств.

3. Полупроводниковая керамика, предназначенная для изготовления нелинейных резисторов и терморезисторов.

4. Магнитная керамика, предназначенная для изготовления активных элементов сверхвысокочастотных устройств, элементов памяти, источников постоянного магнитного поля и магнитопроводов.

Ниже будет рассмотрено лишь состояние вопроса о первых двух классах керамических материалов, электроизоляционной керамики для пассивных деталей и керамики с диэлектрическими управляемыми свойствами.

Важнейшим параметром, определяющим применение диэлектриков для тех или иных назначений, является величина диэлектрической проницаемости. Значение ее определяется характером химических связей, приведенной массой катионного комплекса, упругими постоянными решетки. Разграничения между отдельными материалами связываются с характером поляризации — электронно-деформационной, ионно-деформационной, релаксационной, спонтанной (доменной), причем последняя проявляется лишь в определенном интервале температур. Из рис. 1 видно, что диэлектрическая проницаемость титаната кальция, который вплоть до сверхнизких температур не имеет доменной структуры, подчиняется закону Кюри — Вейсса [Л. 1]. Из рис. 2 следует, что для самых различных материалов можно рассматривать возникновение сегнетоэлектрического состояния, правда, в большом числе случаев при температурах, близких к абсолютному нулю, и даже экстраполированных в область ниже абсолютного нуля. При достаточно высоких температурах знак температурного коэффициента диэлектрической проницаемости для всех

без исключения диэлектриков становится положительным. В этой связи вряд ли целесообразно противопоставлять диэлектрики и сегнетоэлектрики друг другу.

Важнейшие свойства технических диэлектриков связаны с дефектностью вещества. Различают так называемые точечные дефекты кристаллической решетки (пустые узлы, чужеродные ионы), дислокации и дефекты, связанные с макроскопическим строением (поликристалличность, пористость и др.).

Дефекты первой категории влияют на электропроводность, диэлектрическую проницаемость, диэлектрические потери. Дефекты второй категории и дислокации сказываются на электрической и механической прочности.

Исключительное значение с точки зрения надежной длительной эксплуатации керамических электроизоляционных изделий имеет вопрос о стабильности электропроводности во времени при повышенных температурах и повышенных напряженностях электрического поля. Явление старения диэлектрика при воздействии электрического поля тесно связано с природой электропроводности материала.

Рассматривая явление электропроводности твердых диэлектриков, необходимо различать процессы, связанные с замедленной поляризацией вещества, главным образом миграционной поляризацией, и процессы, обусловливающие сквозную электропроводность.

Замедленная поляризация вещества приводит к возникновению тонких слоев внутри диэлектрика, обедненных носителями электрических зарядов и отличающихся, следовательно, значительно более низкой электропроводностью, чем у остальной части диэлектрика. Электропроводность, обусловленная замедленной поляризацией, позволяет судить о качестве диэлектрика лишь при переменном напряжении, как правило, при низких частотах,

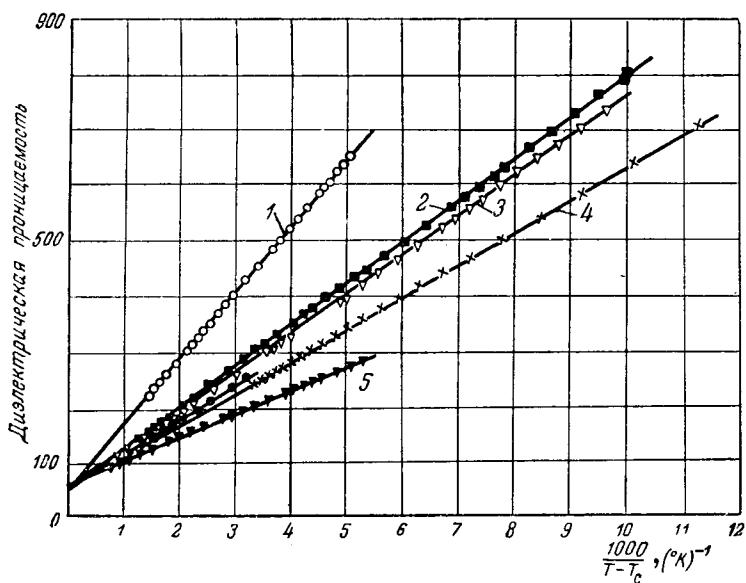


Рис. 1. Температурная зависимость диэлектрической проницаемости соединений с решеткой типа перовскит в области температур выше точки Кюри.

1 — BaTiO_3 ; 2 — $\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{TiO}_3$; 3 — SrTiO_3 ; 4 — KTaO_3 ; 5 — CaTiO_3 .

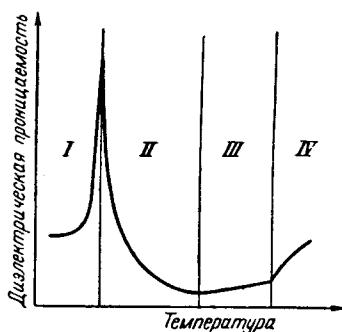


Рис. 2. Температурная зависимость диэлектрической проницаемости неорганических полулярных диэлектриков (металлических окислов и их соединений) в широком интервале температур.

I — область доменной поляризации;
II — область преимущественно электронно-деформационной поляризации;
III — область замедленной ионно-деформационной поляризации;
IV — область заметной релаксационной поляризации.

между тем сквозная электропроводность имеет практическую значимость как при постоянном, так и при переменном напряжении. Как правило, электропроводность, обусловленная замедленной поляризацией, много больше, чем сквозная. Сквозная электропроводность характеризует свойства образца в целом, т. е. диэлектрика вместе с электродами, и имеет особенно важное значение при изучении явления старения.

В основу закономерностей сквозной электропроводности должен быть положен принцип электронейтральности вещества.

Целесообразно выделить две категории сквозной электропроводности [Л. 2]:

1. Электропроводность, не связанная с образованием донорных и акцепторных центров в решетке. Сюда относятся следующие, ставшие классическими, виды: чисто электронная, чисто катионная, катион-анионная.

В случае чисто электронной электропроводности об изменении валентных состояний частиц решетки не приходится говорить, следовательно, старение исключено.

В случае чисто катионной, наблюдаемой, в частности, при серебряных электродах, или катион-анионной проводимости, наблюдаемой главным образом при высоких температурах, частицы изменяют свои валентные состояния, лишь когда они,нейтрализуясь, уходят из решетки и становятся механической примесью в исходном веществе, например, превращаются в дендриты.

2. Электропроводность, связанная с образованием донорных или акцепторных центров в решетке. Такая электропроводность наблюдается в нерганических диэлектриках при значительной подвижности одного из ионов, например аниона в галогенидах свинца и бария при металлическом катоде, и связана с изменением валентного состояния другого иона. Возникающие точечные дефекты часто оказываются источником окраски материала. Этот механизм электропроводности также предопределяет интенсивное старение диэлектрика.

В качестве особого случая возможно старение за счет локализации электронов в решетке диэлек-

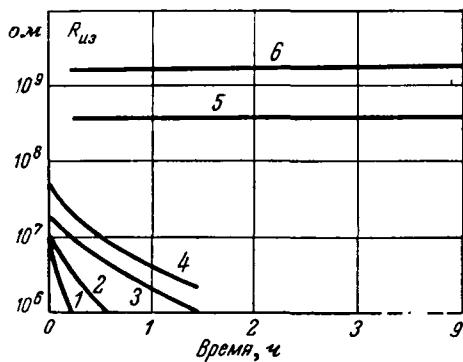


Рис. 3. Сопротивление изоляции керамических конденсаторов в форсированном режиме ($t=400^{\circ}\text{C}$; $E=1,5 \text{ кв/мм}$).

Материалы с ограниченной прочностью химической связи окись металла — кислород: 1 — рутиловая керамика; 2 — титано-циркониевая; 3 — титано-никелевая; 4 — титано-кальциевая; материалы с высокой прочностью связи окись металла — кислород: 5 — станинатная керамика; 6 — лантансодержащая керамика.

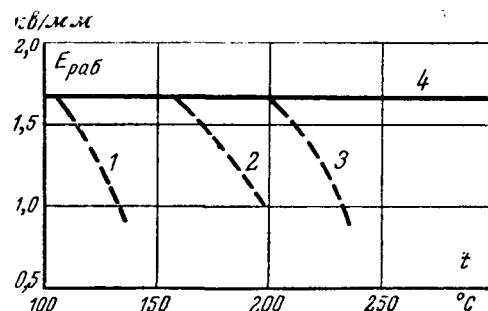


Рис. 4. Допустимая напряженность электрического поля для малогабаритных керамических конденсаторов в зависимости от температуры.

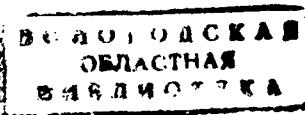
Материалы с ограниченной прочностью химической связи окись металла — кислород: 1 — рутиловая керамика; 2 — титано-циркониевая; 3 — титано-кальциевая; материалы с высокой прочностью связи окись металла — кислород: 4 — станинатная, форстеритовая, лантансодержащая керамика.

триков с переменной валентностью катионов, наблюдалось, в частности, в рутиловой керамике. Этот вид старения так же, как и при рассмотренном выше механизме электропроводности, сопровождается интенсивным окрашиванием образца, возникающим прежде всего в участках с повышенной напряженностью поля.

Как видно из рис. 3, ранее разработанные керамические материалы в форсированных режимах испытания при $t=400^{\circ}\text{C}$ и $E=1,5 \text{ кв/мм}$ быстро стареют. Сюда относятся рутиловая керамика, титано-циркониевая, титано-никелевая и титано-кальциевая. При нормальном градиенте электрического поля $E=1,5 \text{ кв/мм}$ их можно применять лишь при температурах до $100—150^{\circ}\text{C}$ (рис. 4).

Новые материалы, разработанные в последнее время, выдерживают форсированные режимы испытания и допускают эксплуатацию при температурах до 300°C и более. Эту группу материалов составляет лантансодержащая, станинатная и форстеритовая керамика. Соответствующие соединения характеризуются высокой энергией активации ионов, а также высокой энергией перехода из состояния высшей валентности в состояние низшей валентности, что определяет чисто электронную электропроводность вплоть до весьма значительных температур, а следовательно, высокую надежность изделий.

Новый общесоюзный стандарт на керамические материалы ГОСТ 5458-64 [Л. 3] включает 30 разновидностей керамических материалов, из них 17, рассчитанных на рабочие температуры 155°C и более (категории 3 и 4). Для сравнения отметим, что ГОСТ 5458-57 предусматривал лишь 14 разновидностей керамики с максимальной гарантированной рабочей температурой 100°C . В новом ГОСТ предусмотрены следующие категории керамики в зависимости от интервала рабочих температур:



Категория материала	Предельная рабочая температура, °C
1	+85
2	+125
3	+155
4	+300

Другим важным признаком классификации керамики, принятой в новом стандарте, является шкала значений температурного коэффициента диэлектрической проницаемости, которая много шире, чем в прежнем стандарте, и вполне соответствует шкале, рекомендованной Международ-

ной электротехнической комиссией и комиссией Совета экономической взаимопомощи.

В табл. 1—3 приведены классы и группы радиокерамики соответственно высокочастотной конденсаторной, низкочастотной конденсаторной, установочной и для вакуумных приборов.

Таблица 1

Высокочастотные конденсаторные керамические материалы

Класс	Группа	Категория	Диэлектрическая проницаемость при $t = +20 \pm 5^\circ \text{C}$ (не менее)	Температурный коэффициент ёмкости образца, $1/\text{ }^\circ\text{C}$	Тангенс угла диэлектрических потерь не более		Основная кристаллическая фаза	
					при температуре			
					$+20 \pm 5^\circ \text{C}$	$+155 \pm 5^\circ \text{C}$		
I	<i>a</i>	1	230	$-(3300 \pm 1000) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0008*	Титанат стронция	
	<i>b</i>	3	130	$-(1500 \pm 200) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Титанат кальция	
	<i>a</i>	1,3	65	$-(750 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Твердый раствор цирконата и титаната кальция; механическая смесь твердого раствора рутила и титаната циркония; рутил	
	<i>b</i>	3	45	$-(470 \pm 90) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Твердый раствор цирконата и титаната кальция. Механическая смесь титаната циркония и твердый раствор рутила	
	<i>a</i>	3	40	$-(330 \pm 60) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012		
	<i>g</i>	3	35	$-(220 \pm 40) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012		
	<i>d</i>	3	30	$-(150 \pm 40) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012		
	<i>a</i>	3	17	$-(75 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Титанат циркония, твердый раствор цирконата и титаната кальция	
	<i>b</i>	1,3	17	$-(47 \pm 20) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Титанат циркония, твердый раствор станината, цирконата и титаната кальция	
	<i>a</i>	3	15	$-(33 \pm 20) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Твердый раствор станината, цирконата и титаната кальция	
III	<i>g</i>	3	15	$(0 \pm 20) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Твердый раствор станината, цирконата и титаната кальция	
	<i>d</i>	1,3	12	$+(33 \pm 20) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0012	Твердый раствор станината, цирконата и титаната кальция. Механическая смесь ортотитаната магния и титаната кальция	

* Значение $\operatorname{tg} \delta$ при $+85^\circ \text{C}$.

Таблица 2

Низкочастотные конденсаторные керамические материалы

Класс	Группа	Категория	Диэлектрическая проницаемость при 20°C не менее	$\operatorname{tg} \delta$ при 20°C	Изменение диэлектрической проницаемости в рабочем интервале температур $\Delta \epsilon / \epsilon_0$, %, не более	Изменение диэлектрической проницаемости при подаче постоянного электрического поля напряженностью 500 В/мм $\Delta \epsilon / \epsilon_0$, %, не более	Основная кристаллическая фаза
IV	<i>a</i>	2	900	0,002	± 30	± 10	Твердый раствор титанатов стронция и висмута
	<i>a</i>	2	1 400	0,025	± 10	± 10	Твердые растворы титанатов бария и висмута
	<i>b</i>	2	2 000	0,025	± 20	± 10	
	<i>a</i>	3	2 500	0,050	± 30	± 20	Твердый раствор на основе ниобатов двухвалентных металлов
	<i>g</i>	1	3 000	0,030	± 50	± 30	Твердые растворы на основе титаната бария
	<i>d</i>	1	4 000	0,030	± 70	± 30	
	<i>e</i>	1	8 000	0,030	Не нормируется	± 30	

Таблица 3

Высокочастотные установочные керамические материалы

Класс	Группа	Категория	Диэлектрическая проницаемость при $+20 \pm 5^\circ \text{C}$ не более	Температурный коэффициент емкости образца, $1/\text{C}$	Тангенс угла диэлектрических потерь не более			Предел прочности при статическом изгибе, $\text{kг}/\text{см}^2$, не менее	Основная кристаллическая фаза
					$+20 \pm 5^\circ$	$+125 \pm 5^\circ \text{C}$	$+300 \pm 10^\circ \text{C}$		
VI	<i>a</i>	4	9	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0004	—	0,0010	1 500	Форстерит
	<i>b</i>	4	8	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0004	—	0,0012	1 000	Шпинель-форстерит
	<i>c</i>	4	7,5	$+ (60 \pm 20) \cdot 10^{-6}$	0,0004	—	0,0010	800	Цельзиан
VII	<i>a</i>	2	7,5	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0010	0,0015	—	1 400	Клиноэнстатит
	<i>b</i>	2	7,5	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0010	0,0015	—	1 400	
VIII	<i>a</i>	2	10	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0006	0,0008	—	2 500	Корунд
	<i>b</i>	2,3	9	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0012	0,0018	—	2 000	Корунд
	<i>c</i>	2	8	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0020	0,0030	—	1 400	Корунд-муллит
IX	<i>a</i>	1	8	$+ (100 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0020	—	—	1 500	Клиноэнстатит
	<i>b</i>	1	8	$+ (150 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	0,0030	—	—	1 400	
X	<i>a</i>	2	7,5	$+ (200 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	0,0050	0,0080	—	600	Муллит

Вновь разработанные материалы наряду с прогрессивными приемами технологии и рациональной конструкцией изделий позволяют поднять на более высокую ступень технические характеристики радиодеталей, при этом в значительной мере решаются как вопросы микроминиатюризации радиоаппаратуры, так и вопросы высокой надежности этих деталей.

Такие тонкостенные конструкции, как основания микромодулей, изготавливаются из современных видов корундовой керамики или ситаллов с пределом прочности при статическом изгибе 3 000—4 000 $\text{kг}/\text{см}^2$. Установочная керамика с преимущественно электронной проводимостью позволяет изготовление непроволочных резисторов на рабочие температуры до 300°С.

Контурные конденсаторы высокого напряжения, изготовленные из старых материалов и по прежней технологии, имели мощность 10—15 квт в единице при максимальном напряжении высокой частоты 10 квт. Применение в качестве диэлектрика этих конденсаторов цельзиановой и первовскитовой керамики, а также исходного сырья, удовлетворяющего жестким требованиям в отношении химического и гранулометрического состава, привело к увеличению мощности до 500 квт в единице при рабочем напряжении высокой частоты до 25 квт. Это по-новому ставит вопрос об области применения вакуумных и керамических конденсаторов.

Рисунок 5 показывает, что удельная емкость конденсаторов низкого напряжения резко зависит от рабочего напряжения. Если по технологическим причинам не удается получить достаточно тонкую стенку конденсатора (это имеет место, когда рабочие напряжения конденсатора малы), то удельная емкость резко снижается. Современная технология керамики обеспечивает получение заготовок конденсаторов толщиной до 20 мк и менее.

Значение электроизоляционных керамических материалов в электронике весьма велико. Тем не менее они, как отмечалось, позволяют изготовление лишь так называемых пассивных элементов элек-

тропики, т. е. с неуправляемыми свойствами. Они не решают других важнейших задач прогресса в области электроники, который немыслим без наличия активных, т. е. управляемых элементов.

Обобщение имеющегося экспериментального материала показывает, что диэлектрики, в том числе керамические, допускают существование в себе ряда физических эффектов, таких как сочетание свойств полупроводниковых и диэлектрических, диэлектрических и ферромагнитных, сегнетоэлектрических и ферромагнитных, а также возможность возникновения механических колебаний, возбуждаемых электрическими колебаниями и обрат-

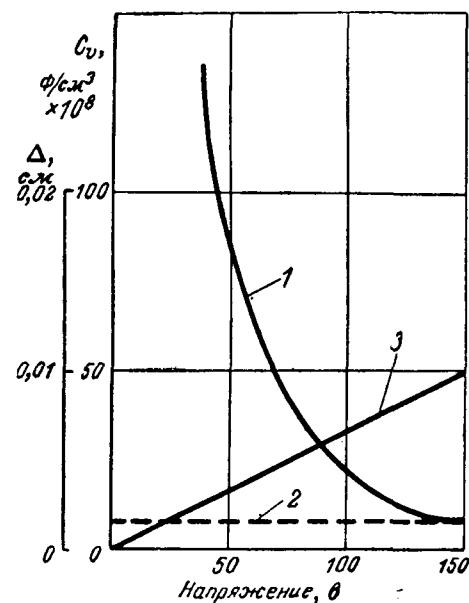


Рис. 5. Толщина стенки и удельная емкость керамических пленочных конденсаторов в зависимости от рабочего напряжения. Диэлектрическая проницаемость керамики $\epsilon=90$; допустимая напряженность поля при длительной эксплуатации $E=1500 \text{ в/мм}$.

1 — C_v расчетная; 2 — C_v при $\Delta=0,01 \text{ см}$; 3 — Δ .

Таблица 4
Применение неорганических диэлектриков
в качестве активных элементов электроники

Группа управляемых (активных) элементов	Название материала	Область применения
Диэлектрики (легированные или чистые) с граничным барьерающим слоем	Керамика, моно-кристаллы	Диоды с горячими электронами, теплые схемы
	Пленки окислов металлов и сульфидов	Диоды и транзисторы с полевым и туннельным эффектами
Сегнетодиэлектрики	Керамика, моно-кристаллы	Терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления, нелинейные конденсаторы, ячейки памяти
Пьезодиэлектрики	Керамика, моно-кристаллы	Преобразователи механических колебаний в электрические и обратно
Электреты	Керамика	Источники электрического поля для телефонов, микрофонов, лучевых приборов, электрофотографии
Активаторы в волноводных трактах сверхвысокочастотных устройств	Керамика, моно-кристаллы	Ферромагнитные и парамагнитные диэлектрики
Диэлектрики-люминофоры	Пленки из окислов и сульфидов металлов	Экранные электронно-лучевые трубки
Диэлектрики с когерентным излучением	Монокристаллы, стекла	Излучающие элементы квантовых генераторов

но, высокой электронной проводимости в одном направлении и ничтожно малой проводимости в другом, преобразования электромагнитных колебаний микроволнового и оптического диапазонов и др.

В табл. 4 указаны применения диэлектриков, главным образом керамических, в качестве активных элементов электроники.

Приведем некоторые примеры практического использования указанных керамических материалов.

Технология керамических полупроводниковых приборов напоминает технологию монокристаллических приборов на основе германия и кремния. С этой целью специально очищенные окислы подвергаются легированию необходимыми примесями, устанавливается определенный режим тепловой обработки и выбираются материалы омического и запорного контактов. При этом возникает вентильный эффект с коэффициентом выпрямления более 10^6 .

Рассматриваемые приборы являются униполярными. Их предельная частота определяется не временем жизни неосновных носителей, а конструктивными особенностями и произведением RC , которое может быть очень невелико. Поэтому керамические полупроводниковые приборы допускают высокое быстродействие.

Легированные керамические диэлектрики служат также основой конденсаторов на низкие на-

пряжения с исключительно высокой удельной емкостью — до $3 \text{ мкФ}/\text{см}^2$. Эффективная диэлектрическая проницаемость материала составляет сотни тысяч.

Нелинейные элементы с сегнетоэлектриком, отличающиеся резкой нелинейностью емкости, с коэффициентом нелинейности в несколько десятков единиц (вариконды) позволяют изготавливать стабилизаторы напряжения, в которых исключены паразитные магнитные поля, а омическое сопротивление велико. Вариконды используются в качестве емкостных шунтов в шахтной аппаратуре связи, в качестве датчиков температуры микроминиатюрных радиопилюль и для ряда других назначений.

Другое применение сегнетоэлектриков в современной электронике имеет в виду использование эффекта фазового перехода при температуре Кюри с целью получения материала, электрическое сопротивление которого резко меняется в температурном интервале. Такие материалы по аналогии с термисторами получили наименование позисторов. На рис. 6 представлена температурная зависимость удельного объемного сопротивления сегнетоэлектрика на основе титаната бария [Л. 4]. Из рисунка видно, что при изменении положения точки Кюри материала в зависимости от добавок начало роста сопротивления перемещается в сторону температуры Кюри, поскольку величина энергетического барьера для электронов обратно пропорциональна величине диэлектрической проницаемости. Рассматриваемый эффект является ярким примером того случая, когда в процессе изготовления и в условиях эксплуатации диэлектрическое и полупроводниковое состояния одного и того же материала чередуются.

Не требует пояснений огромное значение в электронике применения керамических пьезодиэлектриков (в том числе для генерации звуковых и ультразвуковых колебаний) в качестве датчиков давления, элементов звукоснимателей, повышающих и понижающих трансформаторов напряжения. Монокристаллические пьезодиэлектрики имеют исключительное значение для стабилизации частоты в радиоаппаратуре.

Развитие техники сверхвысоких частот поставило задачу изыскания немеханических средств управления электромагнитной энергией в волноводах. Для этого нужны вещества, находясь



в электромагнитном поле сверхвысокой частоты, не вносили бы существенных потерь, в то же время изменяли свои свойства под воздействием внешних управляющих электрических или магнитных полей. Этим требованиям удовлетворяют определенные составы ферромагнитной и парамагнитной керамики. Диэлектрические ферриты широко используются в качестве вентиляй, коммутаторов и фазовращателей. Однако эффективное использование ферритов требует сопряжения их с парамагнитными диэлектриками-активаторами.

На рис. 7 показано существенное увеличение активности взаимодействия электромагнитной волны с ферритом при наличии диэлектрического вкладыша [Л. 5].

Как правило, диэлектрические потери керамики и стекол при сверхвысоких частотах резко возрастают против данных при частоте 10^6 — 10^7 Гц. Рисунок 8 показывает, как изменяется $\operatorname{tg} \delta$ некоторых керамических материалов с частотой. В зависимости от состава и структурных особенностей материала диэлектрические потери в области сверхвысоких частот имеют резонансный или релаксационный механизм. Вместе с тем при частотах порядка 1 МГц и сверхвысоких частотах релаксируют не одни и те же частицы.

Исследования, проведенные В. Ф. Исаевой и Л. П. Мудролюбовой, показали, что имеется возможность получить серию керамических материалов с диэлектрической проницаемостью в пределах 8—60 с достаточно низким $\operatorname{tg} \delta$ при сверхвысоких частотах.

Изложенное несомненно показывает исключительную роль неорганических диэлектриков и,

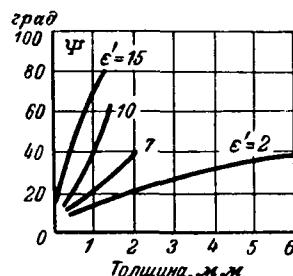


Рис. 7. Зависимость угла поворота плоскости поляризации волны от толщины диэлектрика.

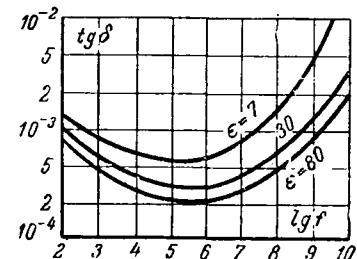


Рис. 8. Частотная зависимость $\operatorname{tg} \delta$ некоторых керамических диэлектриков.

в частности, керамики в создании самых разнообразных пассивных и активных элементов электроники. Дальнейшие изыскания в области новых неорганических диэлектриков будут способствовать прогрессу электроники и тем самым прогрессу многих отраслей народного хозяйства.

Литература

1. Rupprecht G., Bell R. O., Physical Review, 1964, vol. 135, № 3A.
2. Богородицкий Н. П. и Фридберг И. Д., Физика твердого тела, 1964.
3. Захаров А. И., Жуковский В. И., Заремба Н. Е., Кириллова Г. К., Мудролюбова Л. П., Полякова Н. Л. и Фридберг И. Д., Проект общесоюзного стандарта, Материалы керамические, радиотехнические.
4. Ichikawa Y., Carlson W. G., Am. Cer. Soc. Bull., 1963, vol. 42, № 5.
5. Микаэлян А. Л., Применение ферритов в волноводной технике, изд-во «Советское радио», 1957.

[23.12.1964]



УДК 621.313.333:017.7

Применение цепных экспоненциальных функций при расчете нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей

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

В настоящей работе устанавливается понятие о цепных экспоненциальных функциях и описывается основанный на них способ последовательной экспоненциальной аппроксимации экспериментальных кривых для ряда реальных процессов в системах с распределенными параметрами. На примере расчета кривой нагрева асинхронного двигателя показано, как следует пользоваться предложенным способом аппроксимации.

Цепные экспоненциальные функции. Алгоритмы типа цепных дробей [Л. 1]

$$a_0 + \cfrac{b_0}{a_1 + \cfrac{b_1}{a_2 + \cfrac{b_2}{\ddots + \cfrac{b_n}{\ddots + \cfrac{a_{n+1}}{\ddots + \cfrac{b_{n+1}}{\ddots}}}}}}$$

давно известны в математике, однако лишь в последнее время они начали находить применение в прикладных областях анализа, поскольку позволяют обеспечить в приближенных вычислениях более быструю сходимость процесса, чем другие способы. Если в выражении для целой дроби вместо чисел подставить функции, то полученное выражение будет представлять собой цепную дробную функцию:

$$F(t) = F_0(t) + \cfrac{T_0(t)}{F_1(t) + \cfrac{T_1(t)}{F_2(t) + \cfrac{T_2(t)}{\ddots + \cfrac{T_n(t)}{F_{n+1}(t) + \ddots}}}; \quad (1)$$

Соответственно тому, как это делается для цепных дробей, для выражений типа (1) могут быть определены понятия подходящих цепных дробных функций, установлены признаки сходимости и предложены теоремы о свойствах цепных дробных функций. Алгоритм цепных дробных функций является частным случаем алгоритма цепных функций, последовательность построения которого может быть описана следующим образом: некоторая функция состоит из совокупности связанных между собой математическими зависимостями элементов; один из них не определен, он является элементом цепеобразования и строится по такому же закону, как рассматриваемая функция.

Если

$$f(x, y, z \dots) = F[M(x, y, z \dots), N(x, y, z \dots) \dots],$$

то, выбрав один из элементов правой части в качестве элемента цепеобразования, получим цепную функцию

$$f_{\text{ц}}(x, y, z \dots) = F[M(x, y, z \dots), N(x, y, z \dots), \dots, F[M(x, y, z \dots) \dots]].$$

Примером цепной функции, имеющей практическое значение, является цепная экспоненциальная функция, которая строится в соответствии с выражением

$$f_{\text{ц}}(t) = A_i + B_i \left(1 - e^{-\frac{t}{f(t)}}\right), \quad (2)$$

где $f(t)$ есть элемент цепеобразования. Развернув выражение (2), получаем:

$$f_{\text{ц}}(t) = A_0 + B_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{A_0 + B_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\cdot \cdot \cdot}}\right)}}\right). \quad (3)$$

Для удобства записи в дальнейшем e^a заменяется символом $\exp(a)$, в соответствии с чем (3) приобретает вид:

$$f_{\text{ц}}(t) = A_0 + B_0 \times \\ \times \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{A_0 + B_0 \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\cdot \cdot \cdot}\right)\right]}\right)\right]. \quad (4)$$

Понятие о цепных экспоненциальных функциях оказывается плодотворным при анализе ряда сложных процессов. Обычно эти процессы описываются уравнениями математической физики, решения которых являются весьма громоздкими, в частности при расчете тепловых процессов в электротехнических устройствах [Л. 2]. Помимо этого, цепные экспоненциальные функции могут быть в ряде случаев применены для аналитического описания процессов по экспериментальным данным.

Метод последовательной экспоненциальной аппроксимации. Экспериментальные кривые $\Theta = f(t)$ процессов нагрева, намагничивания, газодинамики, нестационарных режимов в цепях с распределенными параметрами в большинстве случаев представляют собой выпуклые монотонные кривые, асимптотически приближающиеся к прямой, параллельной

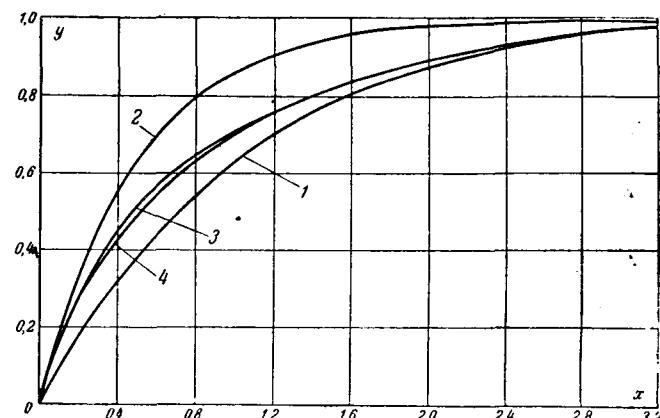


Рис. 1. Влияние на форму кривой последовательного экспоненциального представления.

$$\begin{aligned} 1) y &= 1 - e^{-x}; \quad 2) y = 1 - e^{-2x}; \quad 3) y = 1 - e^{-\frac{2x}{2-\theta-x}}; \\ &\qquad\qquad\qquad -\frac{2x}{2-\theta-x} \\ 4) y &= 1 - e^{-\frac{2x}{2-e}}. \end{aligned}$$

оси абсцисс. Эти кривые оказывается удобным аппроксимировать выражениями (2)–(4). При этом A_0 — ордината в начале процесса, B_0 — разность между ординатами асимптоты и начала процесса. Значение знаменателя у показателя степени $f_1(t)$ определяется по формуле

$$f_1(t) = \frac{t}{\ln \frac{B_0}{A_0 + B_0 - \theta}}, \quad (5)$$

где θ и t — текущие значения ординаты и абсциссы процесса.

Для получения кривой $f_1(t)$ в свою очередь рассчитываем $f_2(t)$ и т. д. Значение знаменателя у показателя степени $f_i(t)$ определяется по формуле

$$f_i(t) = \frac{t}{\ln \frac{B_{i-1}}{A_{i-1} + B_{i-1} - f_{i-1}(t)}}. \quad (6)$$

Обычно для достаточно точной с практической точки зрения аппроксимации можно ограничиться расчетом $f_1(t)$ и считать, что $f_2(t) = \text{пост.}$

Пример изображения влияния функционального изменения $f(t)$ на характер кривой показан на рис. 1. Кривая 1 — экспонента с постоянной времени $T=1$, кривая 2 — экспонента с постоянной времени $T=1/2$. Кривая 3 — цепная экспоненциальная функции при $f_2(t)=1$. Функция $f_1(t)$ представляет собой простую экспоненту с постоянной времени $T_1=1$, причем T возрастает от $1/2$ до 1.

В соответствии с этим кривая 3 сначала совпадает с кривой 2, затем постепенно отклоняется от нее и приближается к кривой 1.

Кривая 4 представляет собой цепную экспоненциальную функцию, соответствующую уравнению (4) с «постоянной времени» $f_2(t)$, изменяющейся по закону простой экспоненты с постоянной времени $T=1$. Из рис. 1 видно, что уже учет непостоянства $f_2(t)$ незначительно изменяет кривую 3.

В ряде случаев, однако, при более сложных зависимостях пренебрежение $f_2(t)$ и т. д. может при-

вести к ошибкам. В то же время нежелательно использование $f_i(t)$ при $i > 2$, поскольку это приводит к громоздким вычислениям. В этих случаях в зависимости от реальной картины процесса функция $f_1(t)$ может быть представлена в порядке формальной аппроксимации какой-либо другой функцией. Для удобства выбора вида аппроксимирующей функции следует надлежащим образом подобрать характер ее изменения.

На рис. 2 показано, как выглядят кривые, построенные по уравнению

$$y = 1 - e^{-\frac{t}{f(t)}}$$

для случаев: 1) $f(t) = 1$; 2) $f(t) = \frac{1}{x}$;

$$3) f(t) = 1 + \operatorname{arctg} x; 4) f(x) = 1 + \operatorname{th} x;$$

$$5) f(x) = \frac{1 + \operatorname{th} x}{1 + \frac{\pi}{2}}; 6) f(x) = 1 + \frac{1}{x}.$$

Из кривых рис. 1 видно, что для процессов с температурой, весьма быстро растущей вначале и замедляющейся темп нарастания по мере приближения к установившемуся состоянию, могут быть использованы кривые 3, 4 и 5 (в зависимости от конфигурации и материала нагреваемого объекта следует выбирать ту или иную формулу аппроксимации). В случае изображения кривых возрастания температуры в точках, удаленных от источника тепла, могут оказаться удобными кривые 2 и 6. Аналогичный характер будут иметь кривые с постоянными временем, равными соответственно $\frac{1}{x^2}$ и $1 + \frac{1}{x^2}$.

Кривая нагрева обмотки статора асинхронного двигателя. Метод последовательной экспоненциальной аппроксимации позволяет написать уточненную формулу нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей единой серии.

При рассмотрении вопроса о нагреве асинхронных двигателей обычно интересуются температурой обмотки статора, так как именно ее состояние в большинстве случаев лимитирует срок службы и надежность машины в эксплуатации.

Распространенный в настоящее время способ представления кривой нагрева асинхронного двигателя в виде экспоненты

$$\theta = \theta_n + (\theta_y - \theta_n) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \quad (7)$$

или

$$\tau = \tau_y \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right), \quad (8)$$

где τ — величина превышения температуры $\theta - \theta_n$; θ_y — установившаяся температура; θ_n — начальная температура; T — постоянная времени машины, равная C/A ; C — теплоемкость и A — теплоотдача машины, дает значительные расхождения с экспериментальными данными, обусловленные изменением теплоотдачи и теплоемкости в процессе нагрева.

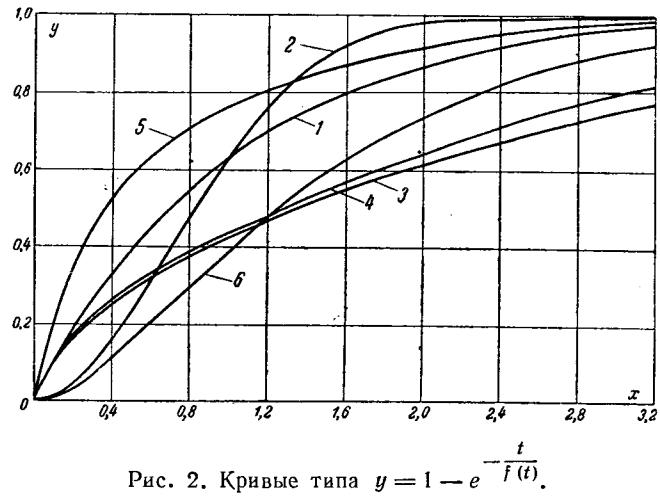


Рис. 2. Кривые типа $y = 1 - e^{-\frac{t}{f(t)}}$.

- 1) $T = 1$; 2) $T = \frac{1}{x}$; 3) $T = 1 + \operatorname{arctg} x$; 4) $T = 1 + \operatorname{th} x$;
 5) $T = \frac{1 + \operatorname{th} x}{1 + \frac{\pi}{2}}$; 6) $T = 1 + \frac{1}{x}$.

Разработаны различные способы аппроксимации кривой нагрева (интегральный способ, способ минимизации среднеквадратичной ошибки) с целью получения возможности аналитически рассчитывать процессы нагрева и охлаждения. Тем не менее использование их приводит к ошибкам в начальной части кривой или при достаточной степени точности — к сложным расчетам. Так, аналитическое выражение, получаемое в соответствии с многоступенчатой теорией [Л. 2],

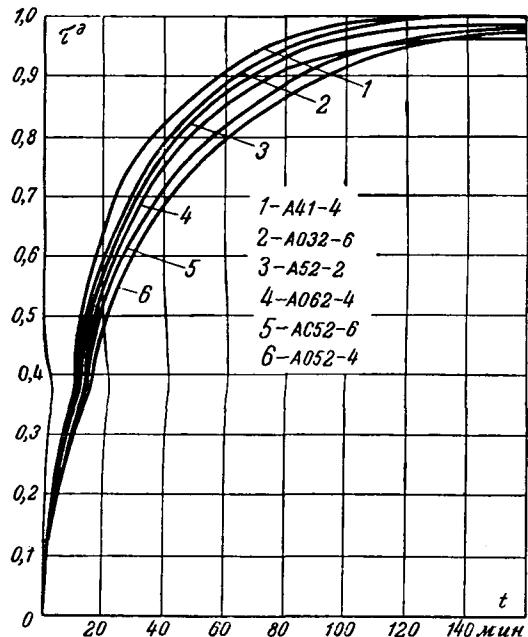
$$\tau = \sum_i a_i \left(1 - e^{-\frac{t}{T_i}}\right)$$

вызывает необходимость выполнения громоздких расчетов даже при $i=3$.

Уточненное выражение для кривой нагрева асинхронного короткозамкнутого двигателя может быть построено с помощью цепной экспоненциальной функции (4). Здесь выражение (4) использовано вследствие благоприятных результатов, полученных при последовательной экспоненциальной аппроксимации экспериментальных данных. Вместе с тем ниже следующие соображения позволяют предположить, что выражение (4) соответствует физической картине процесса.

Процесс нагрева обмотки можно представить себе таким образом. Тепло выделяется по всему объему обмотки равномерно, поэтому процессы подчиняются законам ньютонанского нагрева. В этом случае оказывается действительным уравнение (7), причем C — теплоемкость меди обмотки, A — теплоотдача обмотки. Если пренебречь изменением коэффициента теплоемкости, который от температуры почти не зависит, то величину теплоемкости собственно обмотки в процессе нагрева следует считать постоянной.

В то же время величина теплоотдачи обмотки изменяется, поскольку в процессе нагрева стали статора, окружающей обмотку, меняются условия



ее охлаждения. (Принимается, что тепловой поток направлен по радиусу от обмотки к стали статора.)

Если рассмотреть условия нагрева некоторого слоя стали, непосредственно окружающего обмотку, то окажется, что процесс происходит также в соответствии с уравнением (7), причем постоянная времени для этого слоя стали определяется условиями нагрева последующих слоев и т. д. Картина усложняется тем, что в асинхронном двигателе статор сам по себе также является источником тепла, которое выделяется по всему объему. Из вышесказанного видно, что представление температуры обмотки при помощи цепных экспоненциальных функций является физически оправданным.

Авторами были проанализированы при помощи метода последовательной экспоненциальной аппроксимации кривые нагрева двигателей А032-6, А41-4, А52-2, А52-4, А051-4, А052-4, А052-6, А062-4.

На рис. 3 эти кривые изображены в относительных единицах в одной системе координат. Рассмотрение кривых показывает, что скорость нарастания температуры в начале и в конце процесса нагрева для разных двигателей является различной. Для каждой из кривых нагрева по формуле

$$T = \frac{t}{\ln \frac{\tau_{уст}}{\tau}}; \quad (9)$$

были рассчитаны значения постоянной времени, начиная от $t=5$ мин через каждые 10 мин.

Из рис. 4 видно, что изменение постоянных времени, как и предполагалось, имеет также экспоненциальный характер. Значение постоянной времени для каждого двигателя изменяется от T_0 до T_y . (Точка T_0 получена путем графической экстраполяции.)

Если для кривых, изображенных на рис. 4, опре-

делить $f_1(t)$ по формуле (9), то оказывается, что $f_1(t)$ также изменяется экспоненциально у различных двигателей по-разному, но у всех весьма незначительно, вследствие чего $f_1(t)$ можно принять равным T_y .

Таким образом, кривую нагрева можно представить в виде уравнения (3) при $f_1(t)=\text{пост.}$ Это выражение является уточненной формулой для кривой нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей:

$$\tau = \tau_y \times \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{T_0 + (T_y - T_0) \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{T_y} \right) \right]} \right) \right]. \quad (10)$$

Кривые, построенные по формуле (10), практически полностью совпадают с экспериментальными на всех участках, поэтому в статье и не приводятся.

Указанная сходимость имеет место в том случае, если экспериментальные кривые строились по усредненному значению температуры обмотки — при измерении температуры методом сопротивления. Если сравнивать кривую, построенную по формуле (10), с экспериментальной кривой, построенной по показаниям термопары (помещенной у места входа секции в паз), то имеет место некоторая незначительная ошибка (для двигателя А051-4 она доходит до 0,6%, в то время как погрешность простой экспоненты составляет 19%).

На рис. 5 показаны кривая нагрева 1, снятая при помощи термопары, кривая 2, рассчитанная по уточненной формуле (10), и кривая 3, рассчитанная по обычной формуле (7).

Начальные постоянные времени T_0 определяются из следующих формальных соображений. Как известно, величину постоянной времени для установившегося режима можно приближенно считать пропорциональной радиусу пакета стали статора. Это положение находится в соответствии с выраже-

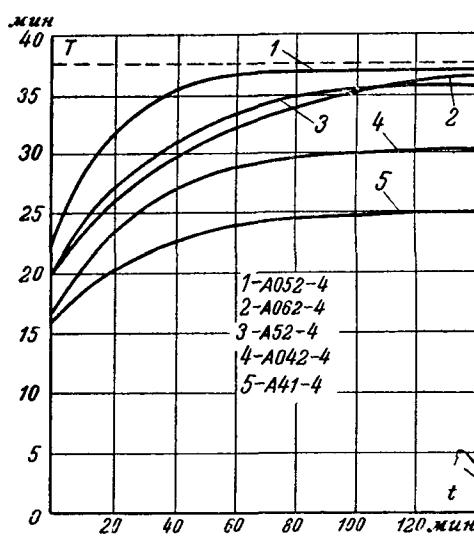


Рис. 4. Зависимость постоянных времени кривых нагрева от времени для асинхронных двигателей единой серии А и АО.

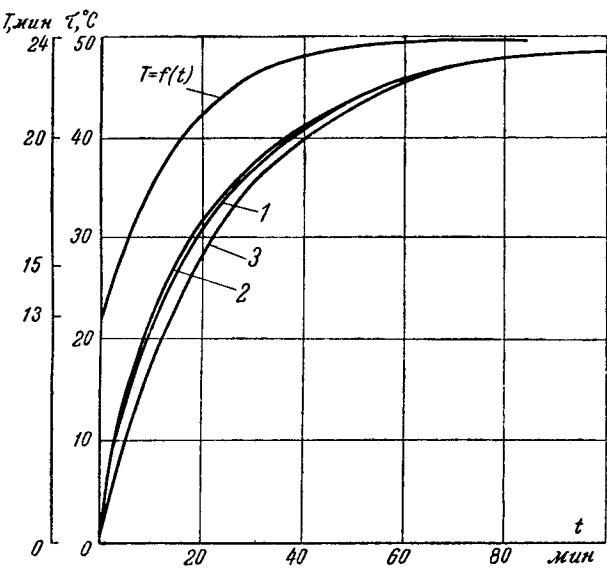


Рис. 5. Кривая нагрева двигателя типа АО51-4.
1 — экспериментальная; 2 — рассчитанная по формуле (10); 3 — рассчитанная по формуле (7).

нием (11), которое можно написать для нагретого цилиндрического тела:

$$T = \frac{c}{A} = \frac{Vyc}{ks} = \frac{\pi r^2 l yc}{k \cdot 2\pi l} = \frac{yc}{2k} r, \quad (11)$$

где V — объем нагретого цилиндра;

y — плотность материала;

c — удельная теплоемкость;

k — коэффициент теплоотдачи;

l — длина машины;

r — радиус машины.

Поскольку произведение yc для стали и для меди приблизительно одно и то же (для меди $8,95 \cdot 398 = 3550$, для стали $7,8 \cdot 480 = 3700$), то, считая коэффициент теплоотдачи постоянным, можем написать:

$$T = Kr. \quad (12)$$

Отсюда следует, что

$$T_y = Kr_2; \quad (13)$$

$$T_0 = Kr_1, \quad (14)$$

т. е. постоянная времени для установившегося режима пропорциональна наружному радиусу r_2 пакета стали статора, а начальная постоянная времени пропорциональна радиусу r_1 обмотки (поскольку в первый момент времени нагретым цилиндрическим телом является обмотка статора). Разделив (13) на (14) и считая r_1 и r_2 значениями наружного и внутреннего радиусов пакета стали статора, соответственно получим:

$$T_0 = T_y \frac{r_1}{r_2}.$$

Принимая r_1 и r_2 в соответствии с [Л. 3] и постоянные времени для установившегося процесса по таблице из [Л. 4], можно легко рассчитать начальные постоянные времени для асинхронных двигателей единой серии А и АО.

Используя уточненную формулу нагрева (10), полученные таким образом значения начальной постоянной времени и значения установившейся постоянной времени по [Л. 4], можно рассчитать кри-

вую нагрева для асинхронных короткозамкнутых двигателей.

Влияние потерь в стали на кривую нагрева. Дальнейшие эксперименты подтвердили физическую обоснованность представления кривой нагрева в виде цепной экспоненциальной функции и выявили характер влияния потерь в стали статора на характер этой функции.

В основу экспериментов были положены следующие допущения:

1. Поскольку обдув двигателя серии АО производится по наружной поверхности корпуса машины, то на характер нагрева машины влияние обдува должно проявляться только в пропорциональном изменении функции $T_1 = f_1(t)$, т. е. о характере процессов нагрева в обдуваемом двигателе можно судить по характеру процессов нагрева в необдуваемом двигателе.

2. При холостом ходе двигателя влияние нагрева ротора на характер нагрева обмотки статора является незначительным и им можно пренебречь.

Исходя из этого, для установления влияния потерь в стали на характер кривой нагрева была снята зависимость температуры обмотки статора от времени для двух режимов:

а) для режима нагрева постоянным током (при последовательном соединении обмоток) неподвижного двигателя;

б) для режима холостого хода при снятом вентиляторе.

Следует отметить, что, строго говоря, режимы не идентичны с точки зрения условий нагрева, так как при холостом ходе теплоотдача лобовых частей несколько увеличивается благодаря вентиляционному действию лопаток ротора. Это принципиально должно уменьшить установившееся значение постоянной времени нагрева. Однако, как следует из эксперимента, различие установившихся значений T оказывается несущественным, что и позволяет в рассматриваемом случае пренебречь указанным выше различием в охлаждении обмоток.

В результате экспериментов было получено следующее.

При нагреве двигателя АОЛ32-2 постоянным током $2,7 \text{ а}$ ($0,72 I_n$) установившаяся температура двигателя составила 60° . При нагреве на холостом ходу без вентилятора установившаяся температура составила 74° . При переводе кривых нагрева в относительные единицы появляется возможность составить характер процесса для этих двух случаев (рис. 6).

Нагрев двигателя типа АОЛ32-2 в режиме холостого хода (кривая 2) протекает менее интенсивно, чем при нагреве только постоянным током (кривая 1), причем к концу процесса кривые сливаются.

По этим кривым нагрева рассчитаны значения T_1 по формуле (9).

На рис. 7 изображены кривые $T_1 = f_1(t)$ для случая нагрева постоянным током (кривая 4) и в режиме холостого хода (кривая 5). Из рассмотрения этих кривых можно заметить, что при нагреве постоянным током (т. е. потерями в меди) значение T_1 возрастает от некоторой величины T_{10} до T_{1y} , причем возрастание имеет экспоненциальный характер. В то же время при нагреве в режиме холостого

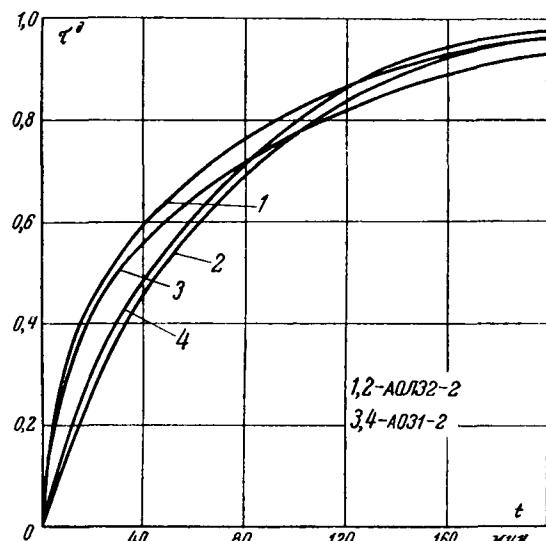


Рис. 6. Кривые нагрева двигателей АОЛ32-2 и АОЗ1-2 (без вентиляции).

хода (т. е. при большом относительном значении потерь в стали) постоянная времени в течение всего процесса нагрева имеет примерно одинаковое значение, близкое к установившемуся значению для кривой нагрева потерями в меди. (Среднее значение T_c для режима холостого хода показано пунктирной прямой 6.) Это позволяет сделать важный вывод: **нагрев двигателя потерями в меди полностью соответствует физической картине, описанной выше, в то время как нагрев двигателя потерями в стали происходит по законам Ньютона.**

Действительно, нагрев двигателя потерями в стали происходит по всему объему пакета статора, а значит, соответствует условиям ньютонианского нагрева.

Экспериментальное исследование двигателя АОЗ1-2 привело примерно к таким же результатам.

Установившаяся температура при нагреве постоянным током (при том же относительном значении тока) составила 47° , а при нагреве в режиме холостого хода — 76° . В то же время интенсивность нагрева в режиме холостого хода была значительно меньшей. Так же как и для предыдущего двигателя, оказалось, что для нагрева потерями в меди имеет место экспоненциальный рост значения T_1 , в то время как при нагреве потерями в стали T_1 в течение всего процесса нагрева имеет установившееся значение. Некоторое снижение постоянной времени нагрева в режиме холостого хода объясняется тем, что у двигателя, подвергнутого испытаниям, момент трения был выше, а значит, были выше потери в меди, которые и привели к снижению общего значения постоянной времени. Этот факт обуславливает необходимость постановки следующей задачи: какова будет результирующая функция $T_1=f_1(t)$ при совместно действующих потерях в меди и в стали. Рациональное решение этой задачи достигается при физическом моделировании процессов нагрева.

Основы моделирования процесса нагрева обмотки статора асинхронного двигателя. В [Л. 5] были намечены пути рационального физического моделиро-

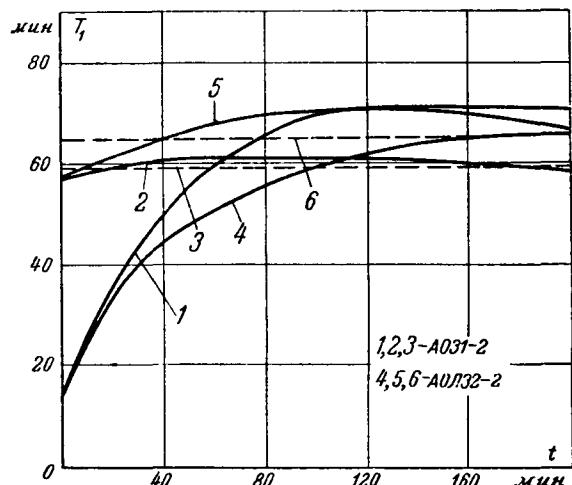


Рис. 7. Зависимость $T_1=f(t)$ для кривых нагрева двигателей АОЛ32-2 и АОЗ1-2 (без вентиляции).

вания процессов нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей. Положения из [Л. 5] могут быть развиты при использовании изложенных выше сведений.

Во-первых, очевидно, что для моделирования нагрева обмотки в повторно-кратковременных режимах асинхронного двигателя целесообразно применять $R-C$ или $R-L$ цепочку с нелинейной емкостью (или индуктивностью). Параметры нелинейного конденсатора должны соответствовать изменению $T_1=f(t)$ для данного двигателя. Получение требуемого характера постоянной времени моделирующей электрической цепи может быть получено также при помощи любой функциональной цепочки.

Учет влияния потерь в стали может быть произведен таким образом.

При принятии нормального экспоненциального закона возрастания температуры процесс может быть моделирован цепочкой $R-L$, где L — соответствует теплоемкости C , R — теплоотдача A , постоянная времени $T = \frac{L}{R} = \frac{C}{A}$, а температура представляет собой значение тока при подведении к цепи напряжения, соответствующего греющим потерям. Тогда, в соответствии с изложенными выше, температура в машине при совместном действии потерь в меди и потерь в стали должна определяться как ток в общем проводе цепи, показанной на рис. 8, где C_1 и A_1 — переменные теплоемкость и теплоотдача при нагреве потерями в меди Q_1 ; C_2 и A_2 — постоянные теплоемкость и теплоотдача при нагреве потерями в стали Q_2 .

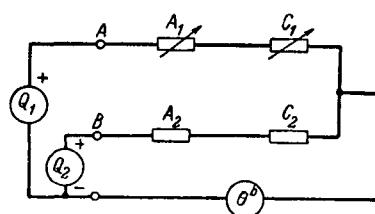


Рис. 8. Моделирующая цепочка для учета потерь в статоре.

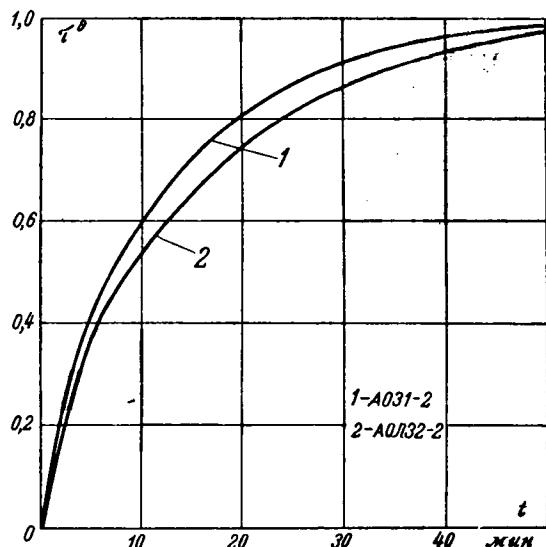


Рис. 9. Кривые нагрева двигателей АОЛ32-2 и АО31-2 (с вентиляцией).

Точки A и B могут быть объединены, если C_2 и A_2 заменить kC_2 и kA_2 , где $k = \frac{Q_1}{Q_2}$ — соотношение потерь.

Тогда общая постоянная времени цепи

$$T_{\text{акв}} = \frac{C_{\text{акв}}}{A_{\text{акв}}}.$$

Полное сопротивление цепи в операторной форме

$$\begin{aligned} Z_{\text{акв}} &= A_0 + pC_0 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \\ &= \frac{k [A_1(t) + pC_1(t)] (A_2 + pC_2)}{[A_1(t) + kA_2] + p [C_1(t) + kC_2]}. \end{aligned}$$

Полученное из этого уравнения эквивалентное значение постоянной времени представляет собой громоздкое выражение типа

$$T_0 = \sum_i \frac{M_i [A_1(t), C_1(t), \bar{A}_2, C_2, k]}{N_i [A_1(t), C_1(t), A_2, C_2, k]}.$$

Поскольку смысл представления кривой нагрева с помощью цепной экспоненциальной функции заключается в упрощении и уточнении расчетов нагрева, получение значения для T_0 в таком виде является нерациональным.

Для практических целей возможно использова-

ние приближенного выражения, полученного при допущении близости значений A_1 и kA_2 :

$$T_0 = \frac{T_1(t) T_2}{\frac{T_1(t)}{k} + T_2}.$$

Тогда выражение для кривой нагрева принимает вид:

$$\tau = \tau_y \left[1 - \exp \left(- \frac{\left(\frac{T_1(t)}{k} + T_2 \right) t}{T_1(t) T_2} \right) \right],$$

где $T_1(t)$ соответствует $T_1 = f(t)$ из формулы (10).

Изменение величины k при изменении нагрузки машины от холостого хода до номинальной можно принять равным $1 \div 5$. Поскольку при нагрузкe потери в стали значительно меньше потерь в меди, для проверки полученного выражения был произведен опыт холостого хода вентилируемых двигателей АОЛ32-2 и АО31-2, когда влияние потерь в стали являлось значительным ($k=2$). Кривые нагрева показаны на рис. 9. Погрешность, получающаяся при расчете этой кривой по формулам (1) и (2), лежит в пределах погрешности эксперимента.

Выходы. Понятие о цепных экспоненциальных функциях позволяет:

1. Разработать метод последовательной экспоненциальной аппроксимации для определенного класса экспериментальных кривых.
2. Записать уточненную формулу кривой нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей.
3. Более детально представить физическую картину процессов нагрева обмотки статора.
4. Произвести рациональное физическое моделирование системы.

Цепные экспоненциальные функции могут быть использованы при анализе цепей с распределенными параметрами.

Литература

1. Хинчин А. Я., Цепные дроби, Гостехиздат, 1949.
2. Аронов Р. Л., Методы расчетов тепловых процессов в активных материалах электротехнических конструкций, ДНТВУ, 1938.
3. Каталог-справочник № 1100, Асинхронные двигатели серии А и АО мощностью от 0,6 до 100 квт, ЦИНТИэлектропром, 1961.
4. Суйский П. А., О выборе асинхронных двигателей для кратковременных режимов и циклических режимов большой длительности, «Электричество», 1964, № 10.
5. Петров И. И., Методы тепловых расчетов электроприводов переменного тока, Докторская диссертация, 1955.

[2.2.1965]



Переходные процессы в каскаде с двухзонным регулированием скорости

Доктор техн. наук, проф. А. С. САНДЛЕР и кандидат техн. наук Л. Я. ШАПИРО
Московский энергетический институт

Для привода мощных быстроходных производственных механизмов, требующих экономичного и плавного регулирования скорости вращения, целесообразно применять асинхронные двигатели, включенные в каскадные схемы. Уменьшение мощности преобразующих устройств в цепи ротора асинхронного двигателя можно осуществить при использовании двухзонного регулирования скорости [Л. 1].

На рис. 1 изображена схема двухзонного регулирования скорости, в которой в качестве преобразующего устройства в цепи ротора двигателя использован статический преобразователь частоты на ионных или полупроводниковых вентилях. Асинхронный двигатель в этом случае работает в качестве машины двойного питания, отдавая энергию скольжения в сеть при $\omega < \omega_c$ и потребляя энергию из сети со стороны статора и через роторную цепь при $\omega > \omega_c$.

Регулирование скорости вращения асинхронного двигателя производится изменением частоты и напряжения преобразователя частоты [Л. 2]. Асинхронный двигатель приобретает свойства синхронного, независимыми параметрами которого являются напряжение статора U_1 , напряжение возбуждения U_2 , частота тока ротора f_2 и момент нагрузки на валу M_c .

Представляет интерес исследование переходного процесса в этой системе при кратковременном снижении напряжения U_1 , что может иметь место в результате аварии или неисправности в системе питания, а также при изменении напряжения и частоты

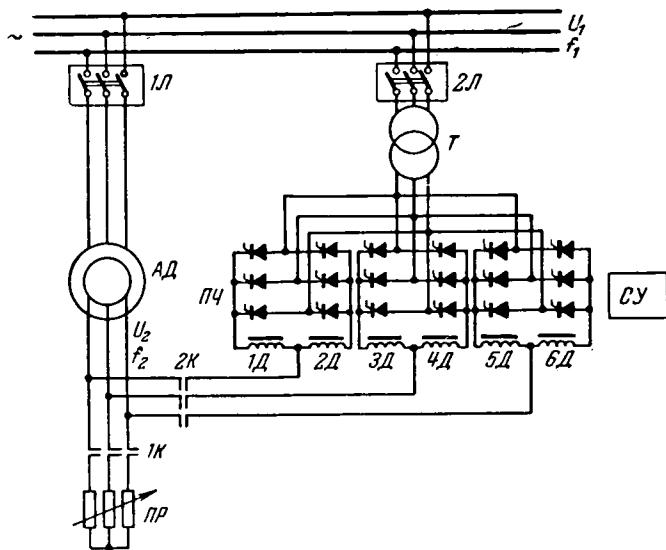


Рис. 1. Принципиальная схема каскадного соединения асинхронного двигателя со статическим преобразователем частоты.

АД — асинхронный двигатель; ПЧ — преобразователь частоты; Т — трансформатор; Д — дроссель; ПР — пусковой реостат; 1Л, 2Л — выключатели; 1К, 2К — контакторы.

в цепи ротора (U_2 и f_2) с целью регулирования скорости вращения электропривода. В этом случае предполагается, что изменение U_2 и f_2 производится одновременно и по определенному закону.

Исследование переходных процессов позволит сделать вывод о пределах динамической устойчивости машины двойного питания, работающей в синхронном режиме в заданном диапазоне регулирования скорости как при возмущающем ($U_1=\text{var}$), так и при управляющем $\left[\frac{U_2}{f_2} = f(s)\right]$ воздействии.

При исследовании переходных процессов были сделаны следующие допущения [Л. 3]:

а) рассматривается бесколлекторная идеализированная в общепринятом смысле электрическая машина переменного тока двойного питания с симметричным в магнитном и электрическом отношении ротором;

б) машина со стороны статора питается от весьма мощной сети синусоидального напряжения U_1 ($f_1=50$), со стороны ротора машина питается симметричной системой переменного напряжения;

в) в связи с тем, что системы электропривода большой мощности имеют значительные величины махового момента, электромагнитными процессами в двигателе можно пренебречь. Поэтому при исследовании переходных процессов использовалось выражение электромагнитного момента для установившегося режима

$$M_{\text{эм}} = \frac{3}{\omega_c} \left\{ \frac{U^2 \frac{r'_2}{s}}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2} - \frac{(U'_2)^2 r_1}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2} \frac{1}{s^2} + \right. \\ \left. + \frac{U_1 U'_2}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2} \frac{1}{s} \times \right. \\ \left. \times \left[(x_1 + x'_2) \sin \theta - \left(\frac{r'_2}{s} - r_1\right) \cos \theta \right] \right\}; \quad (1)$$

г) исследование электропривода производилось с учетом того, что преобразователь частоты принимается безынерционным.

Как известно, уравнение движения электропривода имеет следующий вид:

$$M_{\text{эм}} - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2)$$

Если учесть выражение (1) и принять во внимание принятые выше допущения, то уравнение движения электропривода относительно угла θ

в переходном процессе при снижении напряжения сети можно записать в таком виде:

$$-\frac{d^2\theta}{dt^2} = Bk^2 \frac{d\theta}{dt} + Ck \sin \theta + Dk \cos \theta + Ek \frac{d\theta}{dt} \sin \theta + Fk \frac{d\theta}{dt} \cos \theta + (Lk^2 + N), \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B^* &= \frac{3U_{1n}^2 r'_2}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s^2 \omega_c^2 J}; \\ C &= \frac{3U_{1n} U'_2 (x_1 + x'_2)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s \omega_c J}; \\ D &= -\frac{3U_{1n} U'_2 \left(\frac{r'_2}{s} - r_1 \right)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s \omega_c J}; \\ E &= \frac{3U_{1n} U'_2 (x_1 + x'_2)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s^2 \omega_c^2 J}; \\ F &= \frac{3U_{1n} U'_2 r_1}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s^2 \omega_c^2 J}; \\ L &= \frac{3U_{1n}^2 r'_2}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s \omega_c J}; \\ N &= -\frac{3(U'_2)^2 r_1}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s^2 \omega_c J} - \frac{M_e}{J}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Коэффициент k представляет собой отношение фазового напряжения статора двигателя к его номинальному значению. На основании допущения, согласно которому при исследовании динамики рассматриваемого электропривода можно пренебречь электромагнитными переходными процессами, в уравнение (2) вместо M_{em} подставляется его значение при новом, пониженном напряжении, равном kU_{1n} .

Приведенное выше выражение (3) является нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка и не может быть решено аналитически. Поэтому для его решения нами была использована математическая машина непрерывного действия типа МН-7. Структурная схема моделирования этого уравнения приведена на рис. 2.

На вход интегрирующего усилителя 5 подается шесть величин соответственно количеству членов правой части уравнения (3). На выходе усилителя 5 получаем первую производную угла по времени $\frac{d\theta}{dt}$, которую подаем на вход интегрирующего усилителя 6. На выходе последнего получается искомая величина угла θ с обратным знаком. Для инвертирования используется усилитель 2.

* B, C, D, E, F, L и N — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров двигателя и от установленвшегося скольжения.

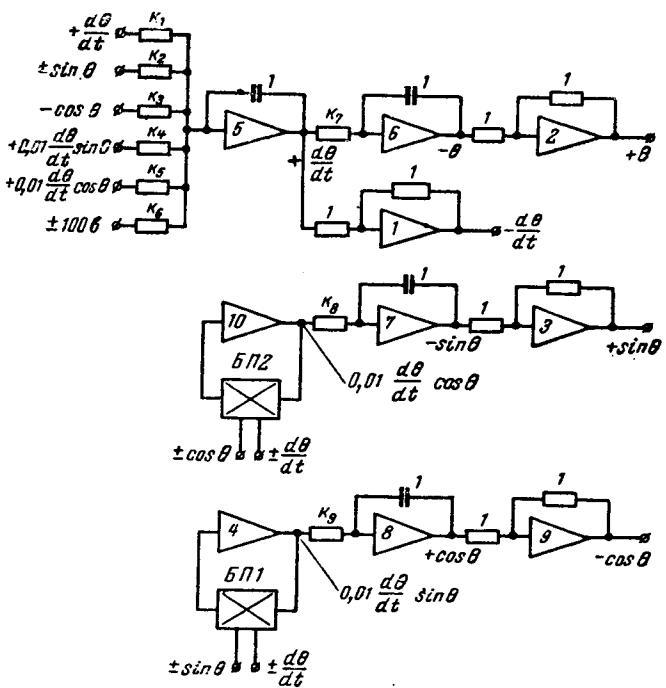


Рис. 2. Структурная схема моделирования переходного процесса при снижении напряжения статора машины двойного питания.

Для вычисления $\sin \theta$ и $\cos \theta$, а также произведений $\frac{d\theta}{dt} \sin \theta$ и $\frac{d\theta}{dt} \cos \theta$ применена схема маятника с использованием двух блоков перемножения ($БП1$ и $БП2$).

Поскольку на вход усилителя 5 должен подаваться как $\sin \theta$ (при $s > 0$), так и $-\sin \theta$ (при $s < 0$), то соответствующее входное сопротивление усилителя 5 присоединяется либо к выходу усилителя 3, либо к выходу усилителя 7. Так же при необходимости изменяется знак напряжения 100 в, подаваемого на вход усилителя 5.

Для перехода от дифференциального уравнения системы электропривода к уравнению, характеризующему ее модель, и для определения коэффициентов усиления усилителей математической машины следует воспользоваться масштабным преобразованием [Л. 4].

Дифференциальное уравнение (3) исследовалось на модели для параметров двигателя мощностью 460 квт, работающего при различных скольжениях в диапазоне от +0,2 до -0,2. При этом напряжение, подводимое к ротору двигателя, изменялось с изменением скольжения по определенному закону, исходя из обеспечения требуемой перегрузочной способности [Л. 2].

Для рассматриваемой системы электропривода масштабы всех переменных уравнения (3) были равны:

Переменные	θ	$d\theta/dt$	$\sin \theta$	$\cos \theta$	t
Масштаб	1 в/гр	0,4 в/гр	10 в·сек/рад	100 в	10

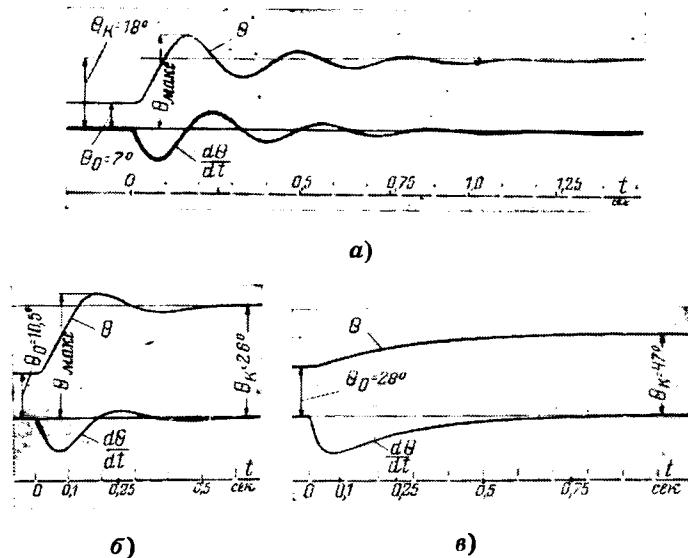


Рис. 3. Осциллограммы переходного процесса при снижении напряжения на статоре машины двойного питания и скорости ее вращения ниже синхронной.

Масштаб независимой переменной времени $t_1=10$, т. е. переходные процессы в модели протекают в 10 раз медленнее, чем в реальной системе.

Определение коэффициентов усиления усилителей математической модели производилось, исходя из масштаба переменных на входе и выходе соответствующего усилителя:

$$k_n = \frac{m_{\text{вых}} A}{m_{\text{вх}}}, \quad (5)$$

где $m_{\text{вх}}$ — масштаб входной переменной величины; $m_{\text{вых}}$ — масштаб переменной величины на выходе; A — коэффициент у соответствующей входной переменной величины в уравнении (3).

На рис. 3 изображены осциллографы изменения угла θ и $\frac{d\theta}{dt}$ для $s > 0$, полученные на математической модели.

При начальном угле θ_0 разность между электромагнитным вращающим моментом двигателя и моментом нагрузки на валу равна максимуму, так как последний сохраняется неизменным, а электромагнитный вращающий момент уменьшился в связи со снижением напряжения сети U_1 , происходящим в момент времени $t = 0$. В этот момент $\frac{d\theta}{dt} = 0$, а ускорение, т. е. $\frac{d^2\theta}{dt^2}$, равно максимуму, что видно по наклону кривой $\frac{d\theta}{dt}$ на осциллографах.

Под влиянием неуравновешенных моментов — электромагнитного вращающего момента и статического момента нагрузки на валу — происходит увеличение угла θ с возрастающей интенсивностью до тех пор, когда $M_{\text{эм}} = M_c$. В этот момент $\frac{d\theta}{dt}$ равна максимуму, а $\frac{d^2\theta}{dt^2} = 0$. Дальнейший процесс происходит при замедлении темпа возрастания угла. В тот момент, когда вся накопленная при ускорении кинетическая энергия будет израсходована, $\frac{d\theta}{dt} = 0$. Этот момент времени соответствует окончанию полупе-

риода колебания угла θ . Достигнув своего наибольшего значения $\theta_{\text{макс}}$, угол при сохранении устойчивой работы двигателя начнет уменьшаться.

При анализе представленных на рис. 3 осциллографов становится ясно, что при больших скольжениях имеет место колебательный затухающий процесс перехода угла θ от своего начального до конечного значения, причем по мере уменьшения скольжения переходный процесс ускоряется. Так, если при $s=0.2$ (рис. 3, а) переходный процесс длится около 1,5 сек, в которые укладывается свыше четырех периодов колебания, то при $s=0.1$ (рис. 3, б) время колебательного переходного процесса составляет 0,8 сек, а число периодов колебаний не превышает двух. Максимальное отклонение угла θ от своего конечного значения отмечается при $s=0.2$, и оно не превышает 30%.

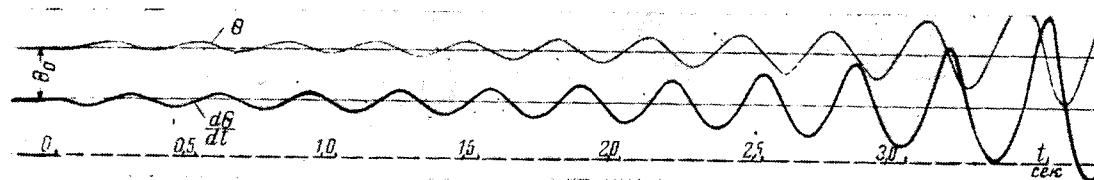
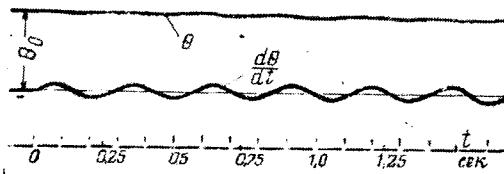
Дальнейшее уменьшение скольжения приводит к тому, что колебательный переходный процесс сменяется апериодическим, причем эта смена происходит вблизи критического скольжения. В этом случае время протекания переходного процесса является минимальным. С приближением скольжения к нулю характер переходного процесса не меняется, но время его протекания увеличивается, составляя 1 сек при $s=0.025$ (рис. 3, в).

Значение угла θ в конце переходного процесса (θ_k) соответствует механическому равновесию при новом значении напряжения сети U_1 . Это означает, что двигатель сохраняет устойчивую работу даже при снижении напряжения сети на 30%.

Были также получены осциллографы переходного процесса для скорости вращения выше синхронной ($s < 0$). При скольжении, близком к нулю, имеет место апериодический затухающий процесс. Вблизи критического скольжения апериодический процесс сменяется колебательным. При этом время протекания процесса увеличивается по мере роста абсолютной величины скольжения; так, если при $s=-0.05$ $t_p=0.8$ сек, то при $s=-0.1$ $t_p \approx 3$ сек с соответствующим увеличением числа периодов колебания от 1 до 8—9.

Поскольку при скорости вращения выше синхронной асинхронная составляющая электромагнитного момента является отрицательной (генераторный режим обычного асинхронного двигателя), то снижение напряжения сети приводит к увеличению электромагнитного вращающего момента. Поэтому угол θ в конце переходного процесса меньше начального. Этим же объясняется и изменение знака производной $\frac{d\theta}{dt}$ в начальный момент переходного процесса. По мере удаления скольжения от критического доля асинхронной составляющей в электромагнитном моменте уменьшается; поэтому угол θ отличается от начального θ_0 незначительно. И, наконец, при дальнейшем увеличении скольжения снижение напряжения сети приводит к возрастанию угла θ , как и при $s > 0$.

При $s=-0.15$ снижение напряжения сети на 30% приводит к нарастающему колебательному процессу (рис. 4, а). Это означает, что нарушается устойчивая работа двигателя. Однако время, за которое угол θ возрастает до максимально допустимо-

Рис. 4. Осциллограммы переходного процесса при $s = -0,15$ и снижении напряжения на статоре.

мого значения, составляет 2—2,5 сек. Из этого следует, что снижение напряжения на 30% при $s = -0,15$ не вызовет нарушения устойчивой работы двигателя, поскольку снижение напряжения сети, являющееся результатом аварии, обычно бывает кратковременным и восстанавливается за время, не превышающее 1,5—2,0 сек.

Имеется возможность принципиально исключить нарастание колебаний при снижении напряжения сети. Для этого необходимо одновременно со снижением напряжения на статоре повысить напряжение, подводимое к ротору. На рис. 4,б представлена соответствующая осциллограмма, снятая при условии, что $U_2 = 1,2U_{20}$. При снижении напряжения сети на 15% нарастающих колебаний угла не возникает даже в том случае, когда напряжение U_2 остается неизменным.

Для регулирования скорости электропривода необходимо одновременно изменять частоту и напряжение, подаваемое в ротор машины. Предполагается, что статический преобразователь частоты безынерционен. Кроме того, так же как и ранее, мы не будем учитывать электромагнитные переходные процессы в двигателе. Таким образом, при изменении частоты и напряжения на выходе преобразователя электромагнитный вращающий момент машины примет новое значение, соответствующее установленным величинам U_{2k} и f_{2k} , где индекс « k » означает «конечный», т. е. соответствующий установившемуся значению скольжения s_y .

Мгновенное изменение частоты f_2 приводит к соответствующему изменению скорости вращения поля ротора относительно ротора, а следовательно, и к изменению скорости вращения поля ротора относительно неподвижного статора, поскольку скорость ротора мгновенно измениться не может. Изменение скорости вращения поля ротора приводит, в свою очередь, к появлению производной угла θ по времени, в связи с чем начнет изменяться угол θ между н. с. статора и ротора.

С другой стороны, появившаяся разность между электромагнитным вращающим моментом M_{em} и моментом нагрузки на валу M_c приведет к изменению скорости вращения ротора до величины, соответствующей установленной частоте f_{2k} . В результате величина угла θ становится такой, что она соответствует равенству M_{em} и M_c при новой скорости вращения электропривода.

При исследовании указанного переходного процесса нами предполагается для упрощения, что статический момент нагрузки на валу электропривода сохраняется неизменным. В этом случае уравнение движения электропривода с учетом сделанных допущений имеет следующий вид:

$$-\frac{ds}{dt} = B_1 \frac{d\theta}{dt} + C_1 \sin \theta + D_1 \cos \theta + E_1 \frac{d\theta}{dt} \sin \theta + F_1 \frac{d\theta}{dt} \cos \theta + L_1, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} B^{**}_1 &= \frac{3U_1^2 r'_2}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y^2 \omega_c^3 J}; \\ C_1 &= \frac{3U_1 U'_{2k} (x_1 + x'_2)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y \omega_c^2 J}; \\ D_1 &= -\frac{3U_1 U'_{2k} \left(\frac{r'_2}{s_y} - r_1 \right)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y \omega_c^2 J}; \\ E_1 &= \frac{3U_1 U'_{2k} (x_1 + x'_2)}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y^2 \omega_c^3 J}; \\ F_1 &= \frac{3U_1 U'_{2k} r_1}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y^2 \omega_c^3 J}; \\ L_1 &= \frac{3U_1^2 r'_2}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y \omega_c^2 J} - \frac{3(U'_{2k})^2 r_1}{\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_y} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right] s_y^2 \omega_c^2 J} - \frac{M_c}{\omega_c J}. \end{aligned} \quad (7)$$

Уравнение (6) представляет собой нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка с двумя неизвестными s и θ . Для его решения необходимо второе уравнение, связывающее указанные величины. Найдем связь между производной угла по времени $\frac{d\theta}{dt}$ и скольжением s :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_c - \omega_{n.p}, \quad (8)$$

где $\omega_{n.p}$ — угловая скорость вращения поля ротора.

** Здесь $B_1, C_1, D_1, E_1, F_1, L_1$ — также постоянные коэффициенты, зависящие от параметров двигателя и установленного значения скольжения.

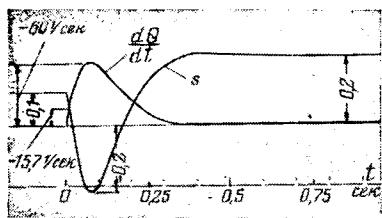
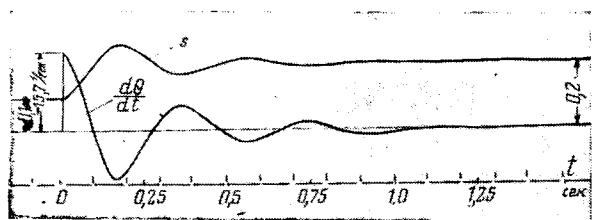


Рис. 5. Осциллограммы переходного процесса электропривода при уменьшении скорости и форсировке «возбуждения».

В свою очередь

$$\omega_{n.p} = \omega_p + 2\pi f_2, \quad (9)$$

где ω_p — скорость вращения ротора;
 f_2 — частота тока ротора.

Подставив уравнение (9) в выражение (8), получим:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_c - \omega_p - 2\pi f_2. \quad (10)$$

Так как

$$s = \frac{\omega_c - \omega_p}{\omega_c},$$

то, сделав соответствующую замену, найдем, что

$$\frac{d\theta}{dt} = s\omega_c - 2\pi f_2,$$

откуда

$$s = \frac{1}{\omega_c} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{2\pi f_2}{\omega_c}, \quad (11)$$

где p — число пар полюсов двигателя.

Таким образом, имеем систему двух дифференциальных уравнений (6) и (11) с двумя неизвестными s и θ . Для решения этой системы уравнений нами была применена, как и для предыдущего исследования, математическая машина непрерывного действия типа МН-7. Исследования были проведены для параметров двигателя мощностью 460 квт.

Структурная схема моделирования системы уравнений (6) и (11) аналогична схеме, представленной на рис. 2.

Исследовался переходный процесс при регулировании скорости как от $s = +0,2$ до $s = -0,2$, так и от $s = -0,2$ до $s = +0,2$. На математической модели был снят ряд осциллограмм s , θ и $\frac{d\theta}{dt}$ при внезапном изменении f_2 и U_2 .

Анализ полученных осциллограмм позволил сделать следующие выводы.

При переходном процессе в области скольжений, больших критического (по обе стороны от синхронной скорости), имеет место колебательный затухающий процесс. В диапазоне между $+s_k$ и $-s_k$ переходный процесс имеет апериодический характер, аналогично тому, как это было при снижении напряжения сети U_1 . По мере удаления от критического скольжения длительность переходного про-

цесса при одинаковом увеличении скорости увеличивается. Так, если при изменении скольжения от $-0,05$ до $-0,1$ переходный процесс длится 1,5 сек, то в диапазоне скольжений от $s = -0,1$ до $s = -0,15$ длительность процесса составляет около 4,5 сек.

Начальное увеличение производной угла θ по времени объясняется, как было сказано выше, мгновенным изменением частоты f_2 и связанным с этим изменением скорости вращения поля ротора.

Чем больше разность $f_{2k} - f_{20}$, тем больше начальное значение $\frac{d\theta}{dt}$. Определение $\frac{d\theta}{dt}$ производилось на основании уравнения (11), куда подставлялись значения $s = s_0$ и $f_2 = f_{2k}$. Конечная величина скольжения соответствует скорости вращения в конце переходного процесса.

Колебательный переходный процесс в диапазоне скольжений от $s = -0,15$ до $s = -0,2$ является неустойчивым. Увеличение напряжения на роторе не приводит к затуханию возникших колебаний. В этом случае необходимо регулирование скорости осуществлять более плавно.

При уменьшении скорости имеет место мгновенное увеличение скорости вращения поля ротора относительно ротора в начальный момент времени. Поэтому начальное значение производной угла по времени $\frac{d\theta}{dt}$ оказывается отрицательным. Здесь также в зависимости от значения скольжения переходный процесс может быть либо апериодическим, либо колебательным. Переход через синхронную скорость осуществляется в виде апериодического процесса аналогично тому, как это было при увеличении скорости.

Нами было также исследовано влияние величины напряжения U_2 на длительность и характер переходного процесса. Оказалось, что форсировка напряжения со стороны ротора в этом случае приводит к уменьшению времени переходного процесса, сохраняя его колебательный характер, но уменьшая число периодов (рис. 5, а и б). Так при увеличении напряжения на роторе на 20% длительность процесса уменьшается до 0,7 сек на отрезке скольжений от $s = 0$ до $s = +0,2$ и до 0,6 сек в диапазоне скольжений от $s = +0,1$ до $s = +0,2$.

Физически влияние форсировки напряжения U_2 на переходный процесс при регулировании скорости можно представить следующим образом.

При большем напряжении на роторе электромагнитный момент машины увеличивается. Следовательно, ротор стремится увеличить свою скорость и тем самым уменьшить угол θ . Поэтому в дополнение к начальному значению $\frac{d\theta}{dt}$, обусловленному мгновенным изменением частоты f_2 , появляется также отрицательная составляющая $\frac{d^2\theta}{dt^2}$, связанная с ускорением ротора в первом периоде переходного процесса. Когда угол θ достигает такой величины, что $M_{em} = M_c$, ротор машины прекращает ускоряться ($\frac{d^2\theta}{dt^2} = 0$); однако угол θ будет продолжать умень-

шаться, поскольку $\frac{d\theta}{dt} < 0$. Уменьшение угла θ приводит к снижению электромагнитного момента, в связи с чем двигатель скорее достигает установившейся скорости и длительность переходного процесса уменьшается.

Выше было отмечено, что при исследовании переходных процессов регулирования скорости статический момент нагрузки на валу электропривода предполагается неизменным. В действительности M_c может зависеть от скорости. В этом случае принципиально в проделанных исследованиях ничего не изменится за исключением того, что в правой части дифференциального уравнения (6) дополнительно появится член, зависящий от скорости (или скольжения).

Исследования переходного процесса при снижении напряжения статора были проведены на экспериментальной установке в лаборатории кафедры электрооборудования промышленных предприятий Московского энергетического института. Обмотка ротора асинхронного двигателя типа АК-61-6 мощностью 7 квт была присоединена к статическому преобразователю частоты на тиратронах. Полученные осциллограммы подтвердили результаты теоретических исследований, выполненных при помощи математического моделирования. В качестве иллюстрации на рис. 6 представлены осциллограммы токов статора и ротора двигателя при переключении обмотки статора на питание от индукционного регулятора, вторичное напряжение которого заранее устанавливалось равным $0,7U_{1n}$.

Приведенные на рис. 6 осциллограммы свидетельствуют о том, что снижение напряжения на статоре вызывает неуставновившийся режим, длиющийся около 1 сек, после чего наступает установившееся состояние, характеризуемое новыми значениями тока статора и угла θ .

Выводы. Рассматриваемая система электропривода оказывается динамически устойчивой как при кратковременном снижении напряжения на 20—30%, так и при регулировании скорости. В области скольжений, больших критического, как выше, так и ниже синхронной скорости имеет место колебательный переходный процесс. В области малых скольжений переходный процесс носит апериодический характер.

При скорости вращения, выше синхронной, снижение напряжения сети может вызвать нарастание

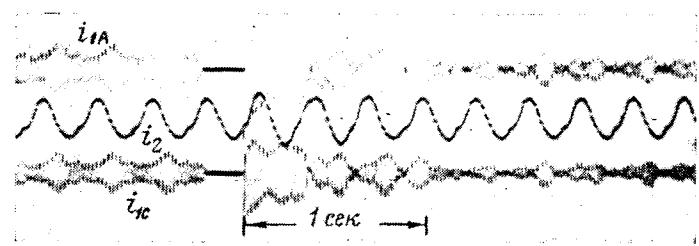


Рис. 6. Осциллограммы переходного процесса при снижении напряжения на статоре асинхронного двигателя экспериментальной установки ($n=935$ об/мин).

колебаний в переходном процессе, следствием которых является нарушение устойчивой работы двигателя. Для предотвращения нарастания колебаний необходимо увеличить напряжение, подводимое к ротору машины (форсировка возбуждения ротора).

При $\omega < \omega_c$ двигатель работает устойчиво как при увеличении, так и при уменьшении скорости вращения, обусловленных скачкообразным заданием любых конечных значений напряжения U_{2k} и частоты f_{2k} в заданном диапазоне регулирования. В зоне скоростей, выше синхронной, при увеличении скорости необходимо задание конечных значений U_{2k} и f_{2k} осуществлять более плавно; в противном случае могут возникнуть нарастающие колебания, которые увеличением напряжения U_2 ликвидировать не удается.

При регулировании скорости вращения двигателя уменьшение длительности переходного процесса можно осуществить увеличением U_2 .

Литература

1. Сандлер А. С. и Шапиро Л. Я., Асинхронный электропривод с двухзонным регулированием скорости вращения, Труды Московского энергетического института, «Электромеханика», вып. 56, 1964.
2. Сандлер А. С. и Шапиро Л. Я., О статических характеристиках машин двойного питания при двухзонном регулировании скорости вращения, «Электричество», 1964, № 12.
3. Казовский Е. Я., Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, изд. АН СССР, 1962.
4. Коган Б. Я., Электронные моделирующие устройства и их применения для исследования систем автоматического регулирования, Физматгиз, 1959.

[4.12.1964]



Экспериментальное исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных электродвигателях единой серии А

*Доктор техн. наук М. М. СОКОЛОВ,
инж. Л. Б. МАСАНДИЛОВ и инж. А. В. ШИНЯНСКИЙ*

Московский энергетический институт

Вопросам исследования динамики асинхронных электроприводов с учетом электромагнитных переходных процессов в цепях статора и ротора асинхронного электродвигателя уделяется большое внимание в теории и практике электропривода. Максимальные значения вращающих моментов электродвигателя во время переходных процессов достигают величин, намного превышающих номинальный и даже критический моменты, что оказывает значительное влияние на надежность работы асинхронных электроприводов. Действие электромагнитных переходных процессов особенно необходимо учитывать для механизмов, работающих в повторно-кратковременных режимах, при импульсном регулировании скорости асинхронных двигателей и т. п.

В настоящее время в связи с широким развитием вычислительной техники стал возможен теоретический анализ динамики переходных процессов в асинхронных двигателях. Однако не потеряли своего значения и экспериментальные методы изучения электромагнитных переходных процессов. Это объясняется следующими обстоятельствами.

Дифференциальные уравнения асинхронного электродвигателя составляются при некоторых допущениях: не учитывается насыщение, магнитное поле каждой обмотки считается распределенным синусоидально по окружности статора и т. п. Поэтому очень важно оценить, какие погрешности вносят эти допущения. Кроме того, некоторыми авторами высказывалось мнение, что с увеличением мощности электродвигателя влияние электромагнитных переходных процессов на динамику всего привода ослабевает. В то же время в литературе приводились сведения о соответствующих экспериментальных данных лишь для асинхронных электродвигателей мощностью до 10—15 квт.

В связи с этим авторы настоящей статьи сочли целесообразным провести экспериментальное исследование электромагнитных переходных процессов для серии асинхронных двигателей. В качестве объекта исследования были выбраны асинхронные двигатели единой серии А с синхронной скоростью вращения, равной 1 000 об/мин. Ниже приводятся некоторые результаты исследования асинхронных двигателей А062-6 мощностью 7 квт, А81-6 мощностью 28 квт и А101-6М мощностью 100 квт. Технические данные указанных двигателей приведены в приложении. Осциллограммы снимались в лаборатории кафедры электрооборудования промышленных предприятий Московского энергетического института. Величина момента двигателя регистрировалась при помощи тензометрического акселерометра [Л. 1]. Заметим, что все переходные процессы исследовались при статическом моменте нагрузки, практически равном нулю.

На рис. 1 приведены осциллограммы пуска вхолостую соответственно для электродвигателей А062-6, А81-6 и А101-6М при одновременном включении контактов линейного контактора. Неодновременное включение контактов может привести как к увеличению максимального значения момента электродвигателя, так и к его уменьшению.

При анализе изображенных на рис. 1 осциллограмм можно сделать следующие выводы. Прежде всего необходимо отметить, что в начале переходного процесса пуска вращающий момент электродвигателя достигает максимального значения, в 2,5—4 раза превышающий номинальный момент. Величина этого момента оказывает значительное влияние на надежность работы асинхронного электропривода, являясь причиной ударов в звеньях механического оборудования. При наличии на валу двигателя больших дополнительных маховых масс или большого статического момента время пуска увеличивается.

На рис. 2 приведены зависимости частот и коэффициентов затухания свободных составляющих момента от скорости вращения (или скольжения) двигателя А81-6. Эти зависимости имеют аналогичный характер для всех асинхронных двигателей. Подробный вывод выражений для коэффициентов затухания и частот приведен в приложении.

Как следует из анализа графиков, представленных на рис. 2, некоторые коэффициенты затухания при небольших скоростях вращения электродвигателя имеют малую величину. Если пуск электродвигателя осуществляется при наличии больших маховых масс привода или статического момента, то время разгона двигателя увеличивается. Он относительно большее время будет работать на малых скоростях, при которых коэффициенты затухания свободных составляющих момента малы. Следовательно, электромагнитные переходные процессы будут затухать медленнее, в результате чего изменение вращающего момента будет иметь колебательный характер. В этом случае график момента двигателя будет отличаться от осциллограмм, приведенных на рис. 1, тем, что в нем будет несколько пиков, по величине близких к первому пику момента. Это явление и необходимо учитывать при оценке надежности звеньев механического оборудования конкретного электропривода.

Осциллограммы, изображенные на рис. 1, свидетельствуют о том, что момент двигателя имеет отрицательный знак в начале процесса пуска.

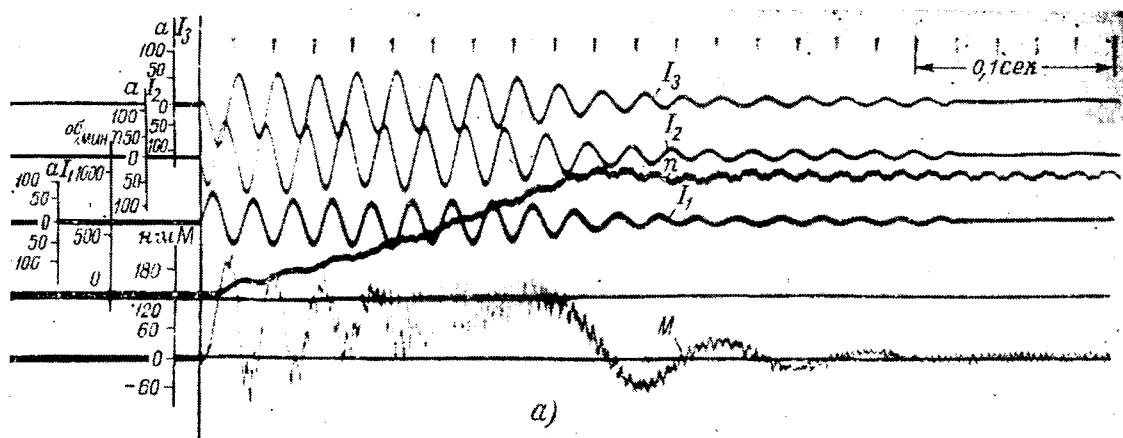
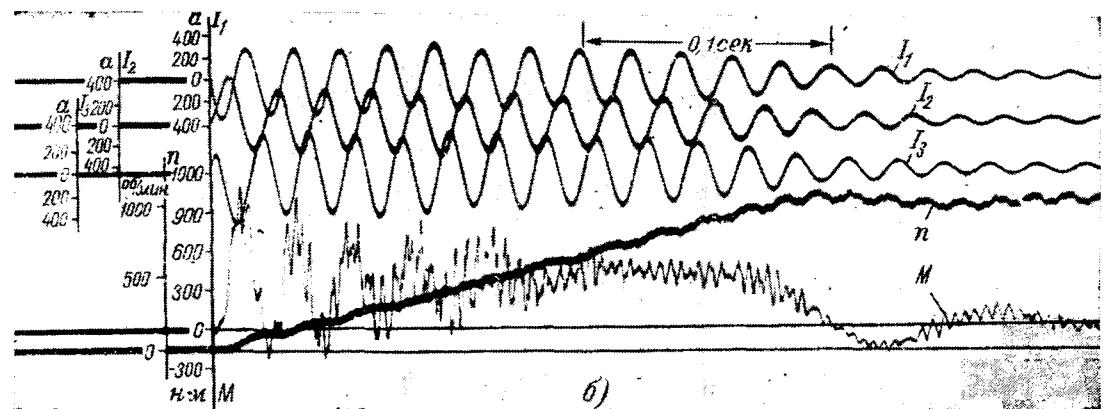
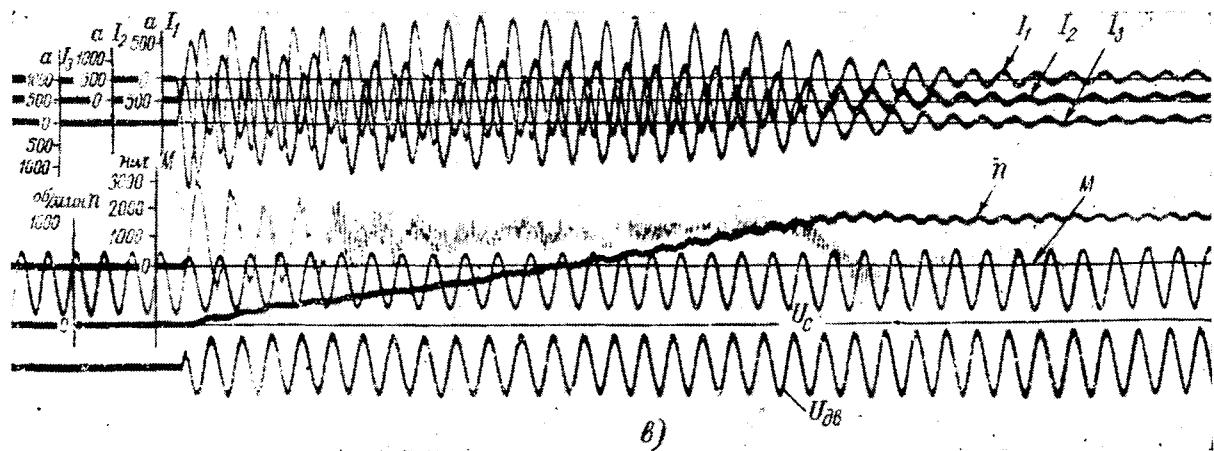
*a)**b)**c)*

Рис. 1. Осциллограммы пуска вхолостую электродвигателей АО62-6 (а), А81-6 (б) и А101-6М (в).

Большое количество опытных данных показывает, что электромагнитные переходные процессы оказывают не очень большое влияние на время пуска: положительные пики момента уменьшают время пуска, а отрицательные увеличивают его, в результате чего действительное время пуска оказывается примерно равным рассчитанному по статической характеристике. Однако следует заметить, что графики момента и скорости двигателя при значениях, близких к установившимся, имеют колебательный характер, и скорость двигателя даже может прев-

зойти синхронную. С учетом этого явления время пуска значительно увеличивается, в 1,5—2 раза превышая расчетное значение, что характерно при пуске короткозамкнутых двигателей вхолостую и с небольшими дополнительными маховыми массами на валу.

Неодновременное замыкание контактов контактора увеличивает или уменьшает на 20—40% максимальное значение момента двигателя. Но на времени пуска это сказывается незначительно, и пуск происходит достаточно стабильно во времени.

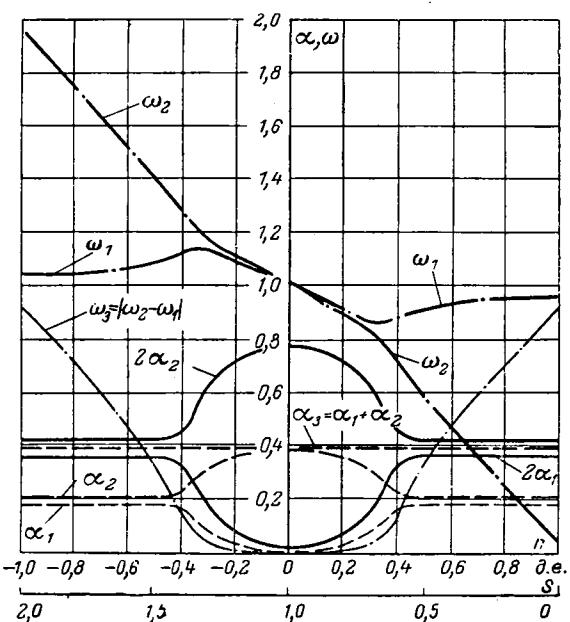


Рис. 2. Зависимость коэффициентов затухания и частот свободных составляющих вращающихся моментов во время переходных процессов от скорости (скольжения) электродвигателя A81-6.

—коэффициент затухания апериодических составляющих момента ($2\alpha_1$ и $2\alpha_2$); ——— коэффициент затухания периодических составляющих момента (α_1 , α_2 , α_3); -·-·- частоты периодических составляющих момента электродвигателя (ω_1 , ω_2 , ω_3).

Таким образом, высказанные положения свидетельствуют о том, что электромагнитные переходные процессы пуска асинхронных электродвигателей протекают аналогично для всей гаммы мощностей двигателей серии А. Однако, сравнивая осциллограммы пуска электродвигателей разной мощности, можно заметить качественную разницу в протекании электромагнитных переходных процессов в зависимости от мощности двигателя. Результаты обработки большого количества осциллограмм показывают, что при одновременном замыкании контактов контакторов с увеличением мощности двигателя кратность максимального пика момента по отношению к номинальному увеличивается, что видно из следующей таблицы.

Тип электродвигателя	АО62-6	A81-6	A101-6М	Примечание
$\frac{M_{\text{пик}}}{M_n}$	2,7	3,5	3,1	Пуск
$\frac{M_{\text{пуск}}}{GD^2}$	14	9	5	Пуск
$\frac{M_{\text{пик}}}{M_n}$	2,3	6	5,4	Повторное включение при высоких скоростях
$\frac{M_{\text{пик}}}{M_n}$	12	15,6	—	Реверс

Меньшая величина кратности ударного момента у двигателя A101-6М по сравнению с двигателем A81-6 объясняется тем, что вследствие ограниченной мощности лабораторной сети напряжение сети при пуске снижалось, что видно из осциллограммы,

приведенной на рис. 1,в. При большой мощности сети величина $M_{\text{пик}}/M_n$ для двигателя A101-6М была бы больше.

Сравнивая величины $\frac{M_{\text{пуск}}}{GD^2}$ ($M_{\text{пуск}}$ — пусковой

момент двигателя по статической характеристике) для двигателей разной мощности, можно заключить, что с увеличением мощности электродвигателей эти величины уменьшаются. Следовательно, с увеличением мощности электродвигатель относительно большее время работает на малых скоростях; при этом количество пиков момента с увеличением мощности двигателя должно возрасти. Это положение вполне согласуется с осциллограммами, приведенными на рис. 1.

Таким образом, с увеличением мощности двигателя кратности вращающих моментов в течение переходного процесса возрастают, и в графике момента появляется больше пиков, по величине близких к первому. Отсюда можно заключить, что с увеличением мощности электродвигателей их пуск становится более тяжелым с точки зрения электромагнитных переходных процессов.

Весьма интересным представляется исследование переходных процессов асинхронного электродвигателя в режиме повторного включения. На рис. 3 приведены осциллограммы повторного включения двигателей АО62-6, А81-6 и А101-6 при больших скоростях. Результаты опытов показывают, что при повторных включениях электромагнитные переходные процессы оказывают существенное влияние на динамику пуска. В начале процесса при повторных включениях на небольших скоростях имеет место положительный пик момента, а при включении на высоких скоростях — отрицательный пик. Таким образом получается, что при повторных включениях на малых скоростях велики положительные, а при повторных включениях на высоких скоростях — отрицательные пики момента.

Важно отметить, что на электромагнитный переходный процесс оказывает значительное влияние остаточное поле ротора. При отключении асинхронного двигателя от сети на зажимах статора наводится э. д. с. от остаточного поля ротора. При повторном включении, когда остаточное поле еще не затухло, создаваемое им на зажимах статора остаточное напряжение увеличивает ток статора. Таким образом, создается дополнительный вращающий момент. В зависимости от момента включения этот дополнительный момент может как уменьшать, так и увеличивать момент двигателя. Суммарный момент при неблагоприятном повторном включении двигателя при большой скорости может достигнуть значительной величины, в 5—6 раз превышая номинальный момент электродвигателя. Увеличение отрицательного пика момента оказывает значительное влияние на длительность повторного пуска и на его стабильность.

При анализе осциллограмм повторного включения электродвигателей (рис. 3) можно сделать следующие выводы. При малых скоростях, когда невелики отрицательные пики момента, время повторного пуска с учетом электромагнитных переходных процессов почти равно времени, рассчитанному по статической механической характеристике.

С увеличением скорости, при которой происходит повторный пуск, уменьшается величина положительного пика момента, а также все больше сказывается тормозящее действие отрицательных пиков момента. Поэтому электромагнитные переходные процессы увеличивают время повторного пуска электродвигателя на больших скоростях. Кроме того, увеличивается нестабильность времени повторного включения, особенно при больших скоростях и при наличии остаточного поля ротора. Следует отметить, что при скорости двигателя, близкой к установившемуся значению, скорость и врачающий момент двигателя носят затухающий колебательный характер, что еще более увеличивает время повторного пуска. Последнее особенно сильно сказывается при малых маховых массах и небольшом статическом моменте привода.

При сравнении осциллограмм повторного включения электродвигателей на высоких скоростях при незатухшем поле ротора становится ясно, что с увеличением мощности двигателя при неблагоприятных условиях включения кратность ударного значения максимального момента в переходный пе-

риод увеличивается. Меньшая кратность момента для двигателя А101-6М (см. таблицу), чем у двигателя А81-6, объясняется снижением напряжения в момент включения двигателя.

Увеличение кратности ударного момента при повторных включениях с увеличением мощности электродвигателя объясняется прежде всего тем, что вследствие относительно меньшего сопротивления ротора у двигателей большей мощности э. д. с., наводимая на зажимах статора остаточным полем ротора, затухает медленнее, чем у двигателей меньшей мощности. Поэтому за время отключения двигателя от сети у двигателей большей мощности э. д. с. от остаточного поля затухает в меньшей степени, чем у двигателей меньшей мощности, и к моменту повторного подключения электродвигателя она будет иметь большую величину у двигателей большей мощности. Это положение и определяет возрастание кратностей максимального момента при повторных включениях с увеличением мощности двигателя. Таким образом, с ростом мощности электродвигателей повторное включение становится более тяжелым в отношении электромагнитных переходных процессов.

Электромагнитные переходные процессы оказывают особенно большое влияние на динамику реверса. На рис. 4 приведены осциллограммы реверса двигателей А062-6 и А81-6 при одновременном замыкании контактов переключающих реверсивных контакторов. Обработка большого количества осциллограмм, аналогичных осциллограммам, приведенным на рис. 4, показывает, что максимальные пики моментов при реверсе в 12—18 раз превышают величину номинального момента. Это связано с электромагнитными переходными процессами, обусловленными переключениями фаз при реверсе и влиянием остаточного магнитного поля ротора. Нестабильность величины максимального момента при реверсе в первую очередь объясняется действием остаточного поля ротора и зависимостью создаваемого последним дополнительного врачающего момента двигателя от условий переключения.

При реверсе, как и при пуске, неодновременное замыкание контактов также оказывает значительное влияние на величину максимального момента, увеличивая или уменьшая последний на 20—40%. Однако гораздо большее воздействие на величину максимального пика момента оказывает остаточное поле ротора.

Анализ результатов обработки осциллограмм реверса электродвигателей показывает, что время реверса с учетом влияния электромагнитных переходных процессов составляет 60—70% времени реверса, рассчитанного по статическим механическим характеристикам. Особенно уменьшается по сравнению с расчетным время торможения до нулевой скорости (реальное время торможения до нулевой скорости составляет 40—50% времени, рассчитанного по статическим механическим характеристикам в режиме противовключения), что объясняется большими величинами максимальных моментов. Время разгона в обратную сторону примерно равно времени разгона, рассчитанному по статической характеристике, что объясняется затуханием остаточного поля ротора. Таким образом, на-

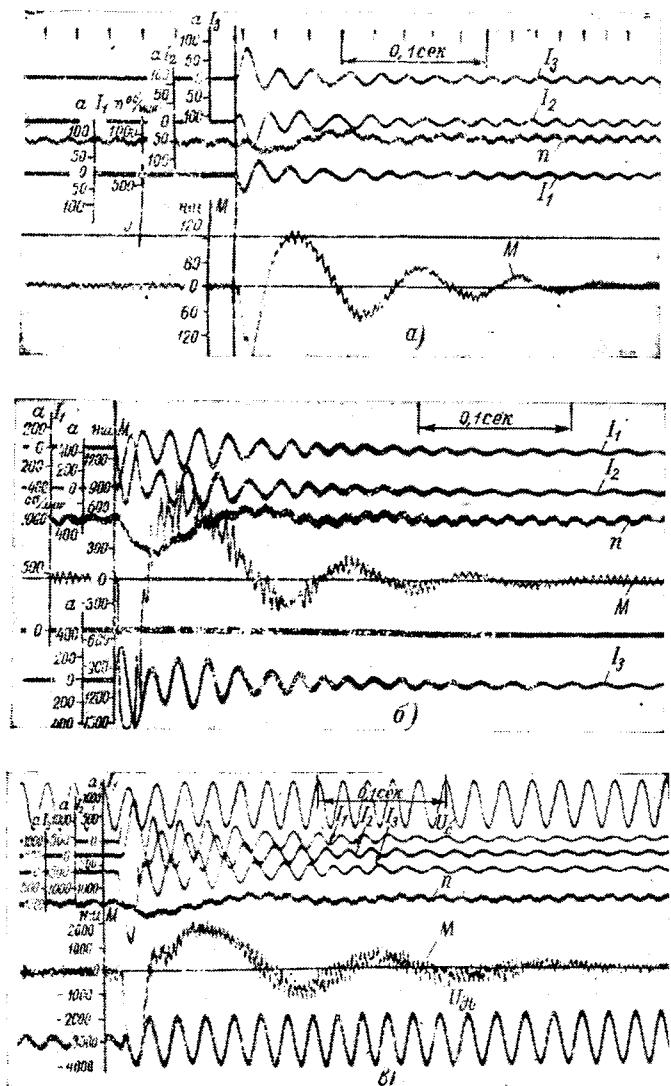


Рис. 3. Переходные процессы повторных пусков электродвигателей А062-6 (а), А81-6 (б) и А101-6М (в)

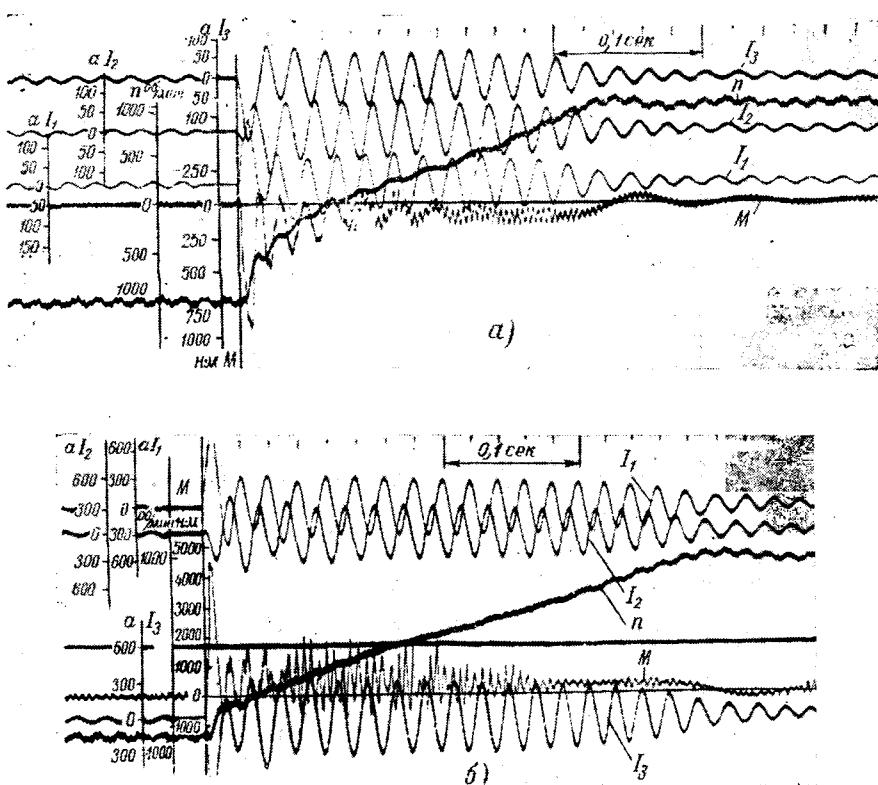


Рис. 4. Осциллограммы реверса электродвигателя АО62-6 (а) и А81-6 (б).

личие затухающего поля ротора делает время торможения до нулевой скорости весьма нестабильным. Увеличение реактивного статического момента еще более увеличивает нестабильность времени и пути торможения, так как при этом уменьшается время торможения.

Сравнение осциллограмм реверса при наличии остаточного поля ротора (рис. 4) для электродвигателей разной мощности показывает, что с увеличением мощности кратность максимального переходного момента возрастает (см. таблицу), что объясняется теми же положениями, которые были высказаны для повторного включения электродвигателей при больших скоростях и наличии остаточного поля ротора.

Резюмируя все сказанное, следует отметить, что практически все приведенные выше факторы необходимо учитывать при проектировании конкретных электроприводов, так как даже при наличии больших маховых масс привода, когда время реверса и торможения до нулевой скорости будет более стабильным, большие величины момен-

та вредно отразятся на надежности работы механического оборудования.

Авторами настоящей статьи были составлены дифференциальные уравнения, характеризующие переходный процесс в асинхронном электродвигателе. Эти уравнения (для двигателя А81-6) анализировались на аналоговой счетно-вычислительной машине. Не останавливаясь подробно на этих исследованиях, заметим, что результаты расчета на аналоговой счетно-вычислительной машине и результаты эксперимента весьма близко совпадают. На рис. 5 приведена осциллограмма (сплошная линия), на которой зарегистрированы результаты интегрирования дифференциальных уравнений процесса пуска электродвигателя А81-6. Пунктирная линия на том же рисунке соответствует осциллограмме, снятой в процессе экспериментов.

Выводы. Сравнение результатов эксперимента и расчета на вычислительной машине, а также сравнение графиков момента и скорости асинхронного электродвигателя,

полученных по экспериментальным данным, показывает, что экспериментальные расчетные данные достаточно хорошо совпадают. Для получения качественных оценок свойств электропривода с учетом электромагнитных переходных процессов асинхронного двигателя в различных режимах работы следует пользоваться аналоговыми счетно-вычислительными машинами. Если же возникает необходимость убедиться в правильности результатов расчетов, достаточно некоторые процессы исследовать экспериментально.

Приложение I. Можно показать [Л. 2], что электромагнитный переходный момент асинхронного электродвигателя при постоянной скорости его вращения состоит из шести составляющих: установившегося момента, двух апериодических свободных составляющих и трех периодических свободных составляющих, причем свободные составляющие затухают с различными коэффициентами затухания:

$$M = M_{\text{уст}} + M_{a1}e^{-2\alpha_1 t} + M_{a2}e^{-2\alpha_2 t} + M_{n1}e^{-\alpha_1 t} \sin(\omega_1 t - \varphi_1) + \\ + M_{n2}e^{-\alpha_2 t} \sin(\omega_2 t - \varphi_2) + \\ + M_{n3}e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} \sin[(\omega_2 - \omega_1)t - \varphi_3], \quad (\text{П-I})$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{1}{2} [(\alpha'_s + \alpha'_r) - a]; \\ \alpha_2 &= \frac{1}{2} [(\alpha'_s + \alpha'_r) + a]; \\ \omega_1 &= \frac{1}{2} [(1 + s) \pm b]; \\ \omega_2 &= \frac{1}{2} [(1 + s) \mp b]. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-II})$$

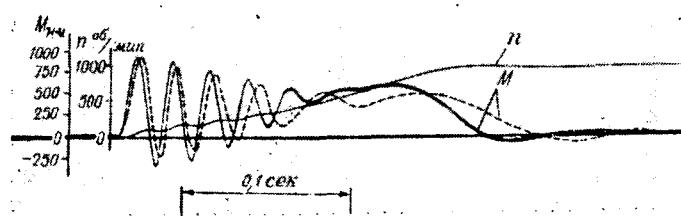


Рис. 5. Расчетные (—) и экспериментальные (---) графики пуска электродвигателя А81-6.

причем

$$B = 2ab;$$

$$a = \pm \sqrt{\frac{\sqrt{A^2 + B^2} + A}{2}};$$

$$b = \pm \sqrt{\frac{\sqrt{A^2 + B^2} - A}{2}};$$

(П-III)

(П-IV)

Допустим, что $B > 0$ на участке $n > 0$; тогда в последних двух выражениях надо брать верхние знаки. Значит,

$$\omega_1 - 1 = -\frac{n}{2} - \frac{b}{2};$$

$$\omega_2 - 1 = -\frac{n}{2} + \frac{b}{2}.$$

В свою очередь

$$A = (\alpha'_r + \alpha'_s)^2 - (1 - s)^2 + 4\alpha'_r \alpha'_s s;$$

$$B = 2(\alpha'_s - \alpha'_r)(1 - s).$$

(П-V)

В формулах (П-I) — (П-IV) введены следующие обозначения:

$$\alpha'_s = \frac{r_1}{\sigma x_s}; \quad x_s = x_m + x_1; \quad \sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r};$$

$$\alpha'_r = \frac{r'_2}{\sigma x_r}; \quad x_r = x_m + x'_2.$$

Знаки перед b в последних двух выражениях (П-II) выбираются с учетом равенств (П-IV) и (П-V). Если $B < 0$, то a и b имеют противоположные знаки; поэтому перед b надо выбирать нижние знаки. Если $B > 0$, надо выбирать верхние знаки.

На рис. 2 представлены зависимости коэффициентов затухания и частот свободных составляющих момента двигателя А81-6 от скорости (скольжения) двигателя. Из указанных зависимостей видно, что частоты ω_1 и ω_2 симметричны относительно точки $\omega = 1$. Зависимость частоты $(\omega_1 - \omega_2)$ от скорости двигателя симметрична относительно начала координат, а графики коэффициентов затухания a_1 , a_2 , $2a_1$, $2a_2$ симметричны относительно оси ординат.

Это можно доказать и в общем случае. Из формулы (П-V) следует, что функции $A(n)$ и $B^2(n)$ четные, где n — относительная скорость. Следовательно, и функции $a(n)$ и $b(n)$ тоже четные. Отсюда из первых двух выражений формул (П-II) видно, что $a_1(n)$ и $a_2(n)$ четные функции.

Последние два уравнения формул (П-II) можно переписать в таком виде:

$$\omega_1 = \frac{1}{2} [(2 - n) \pm b];$$

$$\omega_2 = \frac{1}{2} [(2 - n) \mp b].$$

Отсюда

$$\omega_1 - 1 = -\frac{n}{2} \mp \frac{b}{2};$$

(П-VI)

$$\omega_2 - 1 = -\frac{n}{2} \pm \frac{b}{2}.$$

На участке $n < 0$ величина B будет отрицательной. В этом случае перед b в выражениях (П-VI) надо брать нижние знаки. Следовательно,

$$\omega_1 - 1 = -\frac{n}{2} + \frac{b}{2} = -\left(\frac{n}{2} - \frac{b}{2}\right) = -\left(-\frac{|n|}{2} - \frac{b}{2}\right);$$

$$\omega_2 - 1 = -\frac{n}{2} - \frac{b}{2} = -\left(\frac{n}{2} + \frac{b}{2}\right) = -\left(-\frac{|n|}{2} + \frac{b}{2}\right).$$

Отсюда получим:

$$(\omega_1 - 1)|_{n>0} = -(\omega_1 - 1)|_{n<0};$$

$$(\omega_2 - 1)|_{n>0} = (\omega_2 - 1)|_{n<0}.$$

Это и доказывает симметричность графиков частот переходных моментов и токов относительно точки на оси ординат с координатой, равной единице. Учитывая это, легко построить графики коэффициентов затухания и частот свободных составляющих переходных моментов и токов асинхронных двигателей на участке, на котором $n < 0$, если они построены на участке, где $n > 0$. Строить подобные зависимости целесообразно для определения влияния составляющих переходных моментов на переходный процесс при различных режимах работы асинхронного электродвигателя.

Приложение II. Технические данные асинхронных электродвигателей.

Электродвигатель АО62-6:

$$P_n = 7 \text{ квт}; \quad n_n = 980 \text{ об/мин}; \quad I_n = 15,5 \text{ а}; \quad U = 380 \text{ в}; \quad M_n = 68,5 \text{ нм}; \quad GD^2 = 5,88 \text{ нм}^2.$$

Электродвигатель А81-6:

$$P_n = 28 \text{ квт}; \quad n_n = 975 \text{ об/мин}; \quad I_n = 56,5 \text{ а}; \quad U = 380 \text{ в}; \quad M_n = 274 \text{ нм}; \quad GD^2 = 31,4 \text{ нм}^2; \quad x_1 = 0,408 \text{ ом}; \quad r_1 = 0,154 \text{ ом}; \quad x_m = 12 \text{ ом}; \quad x_s = 12,408 \text{ ом}; \quad x'_2 = 0,428 \text{ ом}; \quad r'_2 = 0,17 \text{ ом}; \quad x_r = 12,428 \text{ ом}.$$

Расчетным путем получены следующие параметры:

$$\sigma = 0,067; \quad \alpha_r = 0,0137; \quad \alpha_s = 0,0124; \quad k_r = 0,965; \quad \alpha'_r = 0,205; \quad \alpha'_s = 0,185; \quad k_s = 0,967.$$

Электродвигатель А101-6М:

$$P_n = 100 \text{ квт}; \quad n_n = 985 \text{ об/мин}; \quad I_n = 185 \text{ а}; \quad U = 380 \text{ в}; \quad M_n = 970 \text{ нм}; \quad GD^2 = 157 \text{ нм}^2.$$

Литература

1. Соколов М. М., Шинянский А. В., Масандров Л. Б., Датчик для измерения ускорений врачающихся валов, Сб. статей «Электромеханика», Труды Московского энергетического института, 1962, вып. XXXVIII.

2. Казовский Е. Я., Переходные процессы в машинах переменного тока, изд-во АН СССР, 1962.

[8.1.1965]



О синтезе систем оптимального управления электроприводами постоянного тока

Инж. В. А. СВЯТОСЛАВСКИЙ

Москва

Задача синтеза оптимальных по быстродействию систем управления электроприводами постоянного тока может быть разбита на две части:

выявление оптимальных законов изменения во времени фазовых координат $x(t)$ и параметров управления $u(t)$ системы;

определение синтезирующих функций, представляющих собой зависимости управлений от фазовых координат системы $u(x)$.

Для решения первой части задачи, в зависимости от самой ее постановки и требований, предъявляемых к системе (в отношении ограничений на фазовые координаты и управления), могут быть использованы известные классические [Л. 1] и неклассические [Л. 2] методы вариационного исчисления.

В настоящей статье рассматривается методика определения синтезирующей функции системы электропривода постоянного тока, который должен отрабатывать перемещения за минимальное время при ограниченных значениях тока, скорости и нагрева электродвигателя, работающего с постоянным потоком возбуждения.

Принимая за фазовые координаты путь $\varphi = x_1$, скорость $v = x_2$ и потери $Q = x_3$, а за управление ток якоря двигателя i , выраженные в относительных единицах, получаем следующую систему дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2; \\ \frac{dx_2}{dt} &= i - \mu_{\text{ст}}; \\ \frac{dx_3}{dt} &= i^2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\mu_{\text{ст}}$ — статический момент нагрузки двигателя (в относительных единицах).

Для рассматриваемой системы электропривода оптимальный закон изменения управления (тока) во времени был найден при помощи «принципа максимума» Л. С. Понтрягина [Л. 3]. При отсутствии ограничения по скорости и току закон изменения тока во времени характеризуется следующим выражением:

$$i(t) = \frac{c_2 - c_1 t}{2c_3}, \quad (2)$$

где c_1, c_2, c_3 — постоянные интегрирования системы уравнений относительно вспомогательных переменных Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 [Л. 2 и 3].

В этом случае оптимальный закон изменения напряжения на якоре u_a может быть определен на основании уравнения, составленного для главной цепи двигателя¹:

$$u_a(t) = mi(t) + v(t), \quad (3)$$

где

$$m = \frac{I_n r_a}{E_n};$$

I_n и E_n — номинальные ток и э. д. с. двигателя (в абсолютных единицах);
 r_a — сопротивление якоря двигателя, ом.

Структура системы управления электроприводом изображена на рис. 1.

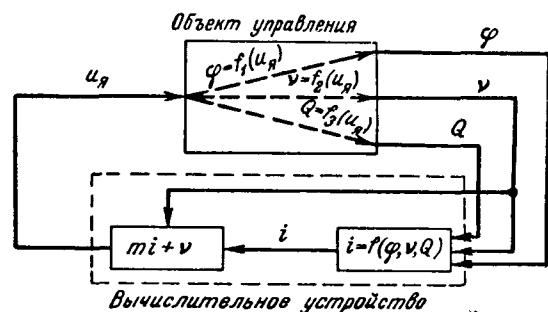


Рис. 1.

Необходимо найти синтезирующую функцию, представляющую собой зависимость управления (тока i) от фазовых координат (φ, v, θ) системы, т. е.

$$i = f(\varphi, v, \theta). \quad (4)$$

Используя следующие обозначения:

$$\beta_1 = \frac{c_2}{2c_3}, \quad \beta_2 = \frac{c_1}{2c_3}$$

и проинтегрировав систему уравнений (1) для

$$i(t) = \beta_1 - \beta_2 t \quad (2a)$$

и „произвольных“ (соответствующих рассматриваемому моменту времени) начальных условий

$$X_0(x_1 = x_{10}, x_2 = x_{20}, x_3 = x_{30}), \quad (5)$$

¹ Индуктивностью цепи якоря двигателя пренебрегаем.

получим:

$$\left. \begin{aligned} x_2(t) &= (\beta_1 - \mu_{ct})t - \beta_2 \frac{t^2}{2} + x_{20}; \\ x_1(t) &= (\beta_1 - \mu_{ct}) \frac{t^2}{2} - \beta_2 \frac{t^3}{6} + x_{20}t + x_{10}; \\ x_3(t) &= \beta_1^2 t + \beta_2^2 \frac{t^3}{3} - \beta_1 \beta_2 t^2 + x_{30}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Постоянные β_1 , β_2 и время t_1 отработки системой электропривода заданного перемещения определяются из условия, что система при $t = t_1$ должна находиться в положении

$$X_1(x_1 = x_{11}, x_2 = x_{21}, x_3 = x_{31}). \quad (7)$$

После подстановки конечных условий (7) в уравнения (6) получим:

$$\left. \begin{aligned} x_{21} &= (\beta_1 - \mu_{ct}) t_1 - \beta_2 \frac{t_1^2}{2} + x_{20}; \\ x_{11} &= (\beta_1 - \mu_{ct}) \frac{t_1^2}{2} - \beta_2 \frac{t_1^3}{6} + x_{20}t_1 + x_{10}; \\ x_{31} &= \beta_1^2 t_1 + \beta_2^2 \frac{t_1^3}{3} - \beta_1 \beta_2 t_1^2 + x_{30}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для облегчения дальнейших математических преобразований введем следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_1 &= x_{11} - x_{10}; \\ \Delta x_2 &= x_{20} - x_{21}; \\ \Delta x_3 &= x_{31} - x_{30}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Учитывая, что согласно выражению (2а) при $t=0$ имеет место $\beta_1 = i_0$ путем совместного решения уравнений (8) относительно β_1 , установим, что при нахождении системы в положении X_0 (которое является произвольным) ей должно соответствовать оптимальное управление, определяемое из уравнения

$$i_0 = \frac{6(\Delta x_1 - x_{21}t_1)}{t_1^2} + \mu_{ct} = 4 \frac{\Delta x_2}{t_1}. \quad (10)$$

При этом t_1 можно определить на основании уравнения

$$\begin{aligned} (\Delta x_3 + 2\Delta x_2 \mu_{ct}) t_1^3 - 4\Delta x_2^2 (1 + 3x_{21}) t_1^2 + \\ + 12\Delta x_2 \Delta x_1 t_1 - \mu_{ct}^2 t_1^4 - 12(\Delta x_1 - x_{21}t_1)^2 = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Таким образом, методика определения синтезирующей функции системы управления приводом состоит в следующем:

при помощи «принципа максимума» Л. С. Понtryгина определяется закон изменения во времени управления $i(t)$, выраженный через постоянные интегрирования c_1 , c_2 , c_3 системы уравнений относительно вспомогательных переменных Ψ_1 , Ψ_2 , Ψ_3 ;

решается основная система дифференциальных уравнений системы электропривода для найденного закона изменения управления при произвольных начальных условиях. При этом получаем систему уравнений для фазовых координат, каждая из которых является функцией времени;

вводятся новые координаты Δx_1 , Δx_2 и Δx_3 , представляющие собой разности между фазовыми координатами начальных и конечных состояний системы. Затем, учитывая, что начальное значение управления выражается через постоянные интегрирования вспомогательной системы уравнений, решаем относительно i_0 полученные уравнения, записанные для момента времени, когда система электропривода придет в состояние, при котором закончится отработка заданного перемещения.

Для частного случая, когда статический момент и конечная скорость x_{21} равны нулю, из уравнений (10) и (11) находим:

$$\begin{aligned} 3\Delta x_1 t_0^3 + 6\Delta x_2 t_0^2 + 4 \frac{\Delta x_2^4}{\Delta x_1} t_0 + \\ + 4 \frac{\Delta x_2^3}{\Delta x_1} \Delta x_3 - \frac{9}{2} \Delta x_3^2 = 0. \end{aligned} \quad (12)$$

Управление i_0 определяется выражением (10) или (12) как функция только величин рассогласований соответствующих координат системы. Задача вычислительного устройства (рис. 1) состоит в получении информации о рассогласованиях между заданными и истинными координатами положения системы, решении уравнения (10) или (12) и выработке сигналов управления, которые приведут систему электропривода в движение в сторону устранения рассогласований. При этом движение системы будет происходить по оптимальной траектории, обеспечивающей отработку рассогласований за минимальное время.

Обычно известна не величина потерь, а значение среднеквадратичного тока. В этом случае потери можно определить по выражению

$$Q_1 = I_{cp,kv}^2 t_1. \quad (13)$$

Из уравнения (12) с учетом равенства (13) при начальной скорости, равной нулю, получим:

$$Q_1 = \sqrt[4]{12\varphi^2 / I_{cp,kv}^2}. \quad (14)$$

Рассогласование ΔQ характеризуется выражением

$$\Delta Q = Q_1 - \int_0^t i^2 dt. \quad (15)$$

На рис. 2 представлена структура системы оптимального управления электроприводом для случая $\mu_{ct}=0$. Заданными величинами являются путь Φ , который должен быть отработан, и величина среднеквадратичного тока.

Эта система была промоделирована на цифровой вычислительной машине «Урал-2» для значений $I_{cp,kv}=1$ и $\varphi_1=1$.

Графики переходных процессов тока $i(t)$ и скорости $v(t)$ для различных тактов опроса фазовых координат системы изображены на рис. 3.

Между тактами опроса система находилась под воздействием неизменного во времени управления, равного значению, которое было определено при предыдущем такте опроса.

Кривые 1, 2 и 3 соответствуют тактам опроса, равным соответственно 0,01, 0,1 и 0,2.

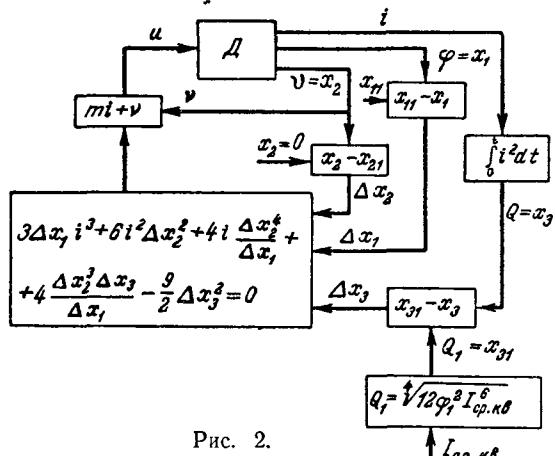


Рис. 2.

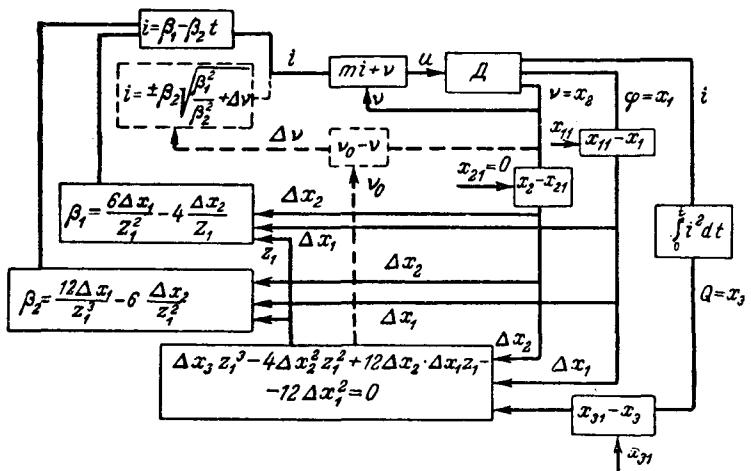


Рис. 4

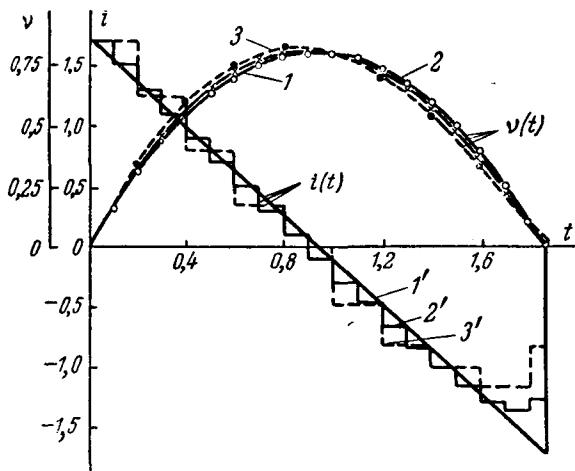


Рис. 3

Из сравнения зависимостей $v(t)$, представленных на рис. 3, следует, что даже при малой частоте опроса (0,2) обеспечивается достаточно высокая точность отработки системой заданного перемещения. Более высокая точность отработки возможна при меньшем числе опросов, т. е. если управление поддерживать не постоянным во времени, а изменяющимся (например, при помощи линейного интерполятора) по закону (2а). В этом случае задача вычислительного устройства состоит в том, чтобы определить значения коэффициентов β_1 и β_2 , соответствующих оптимальному управлению.

Коэффициент β_2 определяется путем совместного решения уравнения (8). В данном случае он равен:

$$\beta_2 = \frac{12 \Delta x_1}{t_1^3} - \frac{6 \Delta x_2}{t_1^2}. \quad (16)$$

где t_1 определяется из уравнения (11).

Таким образом, может быть получена разомкнутая система управления с коррекцией по пути φ , скорости v и нагреву Q (рис. 4).

Систему можно замкнуть по одной из координат, например по скорости. Для этого, исключив из уравнения (2а) и первого уравнения системы (6) время t , получим при $\mu_{ct}=0$ управление

$$i = \pm \beta_2 \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2} + \Delta v}. \quad (17)$$

При этом коэффициенты β_1 и β_2 определяются аналогично рассмотренному ранее случаю. Такой вид управления показан пунктиром на рис. 4.

В этом случае синтезирующая функция при ограниченной скорости (рис. 5) на участке $t_2 \leq t \leq t_1$, по-прежнему характеризуется выражением (10). На участке $t_1 \leq t \leq t_2$ управление осуществляется по следующему принципу: если значение тока, определяемое из выражения (10) по значению координат Δx_1 , Δx_2 , Δx_3 положения системы, больше μ_{ct} , то ток якоря поддерживается равным μ_{ct} .

Когда значение тока оказывается меньшим μ_{ct} , то управление ведется при токе, величина которого вычисляется по формуле (10).

Для определения синтезирующей функции, характеризующей значение управляющего воздействия на отрезке $0 \leq t \leq t_1$ (рис. 5), воспользуемся изложенной выше методикой. Уравнения движения на этом участке по-прежнему соответствуют выражениям (6), так как ток здесь меняется по закону (2).

Проинтегрировав систему уравнений (6), на отрезке $t_1 \leq t \leq t_2$ для значений $i = \mu_{ct}$, получим:

$$\left. \begin{aligned} x_2'(t) &= x_{2m}; \\ x_1'(t) &= x_{2m}(t - t_1) + x_1(t_1); \\ x_3(t) &= \mu_{ct}^2(t - t_1) + x_3(t_1), \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где x_{2m} — максимально возможная скорость.

Из условия постоянства функции H на всем отрезке оптимального управления в точке t_1 выполняется соотношение

$$H[\Psi(t); x(t); u(t)]_{0 \leq t \leq t_2} = H[\Phi(t); x(t); u(t)]_{t_1 \leq t \leq t_2}. \quad (19)$$

Определив значения H на отрезках $0 \leq t \leq \tau_1$ и $\tau_1 \leq t \leq \tau_2$ и приравняв их друг другу, получим:

$$x_{2m} - x_{2m} - \frac{c_2}{c_1} \mu_{ct} + \frac{c_3}{c_1} \mu_{ct}^2 + \frac{c_2^2}{4c_3 c_1} = 0. \quad (20)$$

Оптимальный закон изменения тока на отрезке $\tau_2 \leq t \leq t_1$ характеризуется выражением (2a), но для другого значения β_1

$$i(t) = \beta_1^* - \beta_2 t. \quad (21)$$

Проинтегрировав систему уравнений (1) с учетом выражений (6), (18), (21), (41) и (49), приведенных в [Л. 3], а также условия, что $x_1(t_1) = x_{1k}$, $x_2(t_1) = x_{2k}$, $x_3(t_1) = x_{3k}$ при $t = t_1$, и обозначений (9), получим:

$$\left. \begin{aligned} x_{2m} - x_{2k} - \frac{\beta_2}{2} (t_1 - \tau_2)^2 &= 0; \\ \Delta x_1 = \frac{\beta_2}{6} [3\tau_2(t_1 - \tau_2)^2 + 2(t_1 - \tau_2)^3 - t_1^3]; \\ \Delta x_3 = \mu_{ct}^2 t_1 - \frac{\beta_2}{6} [(t_1 - \tau_2)^2 - \tau_1^2] + \\ &+ \frac{\beta_2^2}{6} [\tau_1^3 + (t_1 - \tau_2)^3]. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Из выражения (20) с учетом формул (4) и (49), указанных в [Л. 3], получим:

$$x_{2H} - x_{2m} + \frac{\beta_2}{2} \tau_1^2 = 0. \quad (23)$$

Поскольку при $t = 0$ начальный ток i_0 равен β_1 , то, решив систему уравнений (22) и уравнение (23) с учетом выражений (41) и (49) из [Л. 3] и обозначений (9) относительно $\beta_1 = i_0$, получим:

$$i_0 = 2 \frac{(\Delta x_{02} - x_{2k})^{\frac{1}{2}} \Delta x_{02}^{\frac{1}{2}}}{z_1} + \mu_{ct}, \quad (24)$$

где $\Delta x_{02} = x_{2m} - x_{2k}$;

z_1 определяется из следующего уравнения:

$$\begin{aligned} \Delta x_3 = \mu_{ct}^2 \frac{\Delta x_1}{\Delta x_{02}} + \mu_{ct}^2 \frac{z_1}{3} + \mu_{ct}^2 \frac{z}{3} \frac{(\Delta x_{02} - \Delta x_2)^{\frac{3}{2}}}{\Delta x_{02}} - \\ - 2\mu_{ct} \Delta x_{02}^2 + 2\mu_{ct} (\Delta x_{02} - \Delta x_2) + \\ + \frac{4}{3} (\Delta x_{02} - \Delta x_2)^{\frac{3}{2}} \frac{\Delta x_{02}^{\frac{1}{2}}}{z_1} + \frac{4}{3} \frac{\Delta x_{02}^2}{z_1}. \end{aligned} \quad (25)$$

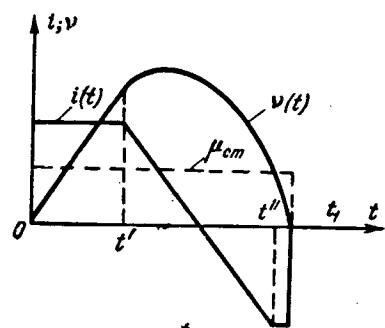


Рис. 6

Из уравнений (24) и (25), зная истинные и заданные значения координат положения системы, можно определить значение управляющего воздействия для отрезка $0 \leq t \leq \tau_1$.

Переход на управление с неизменным током $i = \mu_{ct}$ осуществляется в том случае, когда значение тока, определяемое по формуле (24), окажется равным статическому моменту μ_{st} .

Если в переходном процессе имеет место ограничение по току только в левом конце траектории, то синтез системы по-прежнему осуществляется в соответствии с выражением (10) или (24). Другими словами, до тех пор, пока расчетное значение тока, определяемое по формуле (10) или (24), оказывается больше i_m , он поддерживается постоянным и равным i_m .

Если имеет место ограничение по току в правом конце траектории системы, то в этом случае следует изменить для синтезирующих функций (10) или (24) конечные значения координат системы, т. е. вести систему не в точку $t = t_1$, а в точку $t = t''$ (рис. 6).

Изложенная в данной статье методика может быть использована для разработки систем управления электроприводами постоянного тока при наличии управляющих вычислительных устройств.

Литература

- Петров Ю. П., Оптимальное управление электроприводом, Госэнергоиздат, 1961.
- Понtryгин Л. С. и др., Математическая теория оптимальных процессов, Физматгиз, 1961.
- Святославский В. А., Применение принципа максимума для расчета оптимального управления двигателями постоянного тока с независимым возбуждением, «Электротехника», 1963, № 9.

[22.6.1964]



Сравнение энергетических показателей асинхронного и синхронного электроприводов буровых лебедок

С. Г. БЛАНТЕР, Ю. С. ЖУКОВ и И. И. СУД

Московский институт нефтехимической
и газовой промышленности

Одно из существенных преимуществ синхронных двигателей перед двигателями асинхронными состоит в том, что их перегрузочная способность может быть увеличена путем изменения тока возбуждения.

Кроме того, в отличие от асинхронных двигателей, скорость вращения синхронных двигателей при ударной нагрузке остается практически неизменной, что не приводит к снижению производительности механизма.

Реактивная мощность асинхронного двигателя при увеличении скольжения резко возрастает, вследствие чего увеличивается потеря напряжения в линии, питающей установку. Реактивную мощность синхронного двигателя можно изменять путем автоматического регулирования возбуждения, уменьшая тем самым потерю напряжения, а следовательно, и уменьшение вращающего момента двигателя.

Перечисленные выше обстоятельства определяют целесообразность замены асинхронных двигателей синхронными в приводе механизмов с ударной нагрузкой и, в частности, в приводе лебедок буровых установок.

Буровые установки обычно значительно удалены от нефтепромысловых подстанций 35/6 кв, причем питание установок часто осуществляется по радиальным магистралям. В этих случаях, как показывают расчеты, наивыгоднейший режим питания установки имеет место, когда реактивная мощность в питающей линии равна нулю или достаточно мала.

В частности, рассматривая электропривод установок турбинного бурения, можно отметить следующее: если во время бурения синхронный привод буровых насосов работает при $\cos \varphi = 1$ и в качестве привода буровой лебедки применен синхронный двигатель (вместо асинхронного) с автоматическим

регулятором возбуждения, то потери энергии в питающей линии будут на 20—35% ниже, чем при существующем приводе, когда во время производства спуско-подъемных операций лебедкой с асинхронным электроприводом буровая установка является потребителем реактивной мощности, а во время бурения, когда работают насосы с синхронным приводом, — источником реактивной мощности.

Соответственно уменьшатся потери энергии в трансформаторах подстанции 35/6 кв и в самих электродвигателях буровой установки.

Ниже изложена методика определения потерь энергии в асинхронном и синхронном электроприводах буровой лебедки.

График нагрузки привода буровой лебедки представлен на рис. 1. Приводные двигатели при подъеме инструмента работают в повторно-кратковременном режиме, причем момент на их валу дискретно уменьшается по мере уменьшения числа труб в скважине. Уменьшение нагрузок не происходит равномерно на протяжении всего цикла подъема, а претерпевает несколько скачков, соответствующих переключению лебедки с низшей передачи на высшую. По мере уменьшения числа труб в скважине момент на валу двигателя изменяется от 130 до 50—60% номинального момента двигателя.

Продолжительность паузы составляет 50—100 сек в зависимости от степени механизации вспомогательных работ. Относительная продолжительность включения при работе на каждой передаче разная. Так, например, в приводе лебедки буровой установки типа БУ-75 БрЭ при неизменной продолжительности паузы около 80 сек относительная продолжительность включения на IV передаче составляет 16%, на IП передаче — 25%, на II передаче — 33% и на I передаче — 45%.

При определении потерь в двигателях предполагается, что они врачаются с неизменной скоростью, а нагрузка подключается при помощи сцепной муфты.

Хотя потери холостого хода асинхронного двигателя несколько больше потерь холостого хода синхронного двигателя той же мощности, принимаем, что во время паузы при вращении с постоянной скоростью обоих двигателей их потери одинаковы.

Сцепная муфта необходима для сокращения частоты пусков синхронного двигателя. Для асинхронного привода это допущение принято для того, чтобы определение потерь проводилось при одинаковых режимах работы сравниваемых приводов. Как показывает опыт, применение сцепной муфты

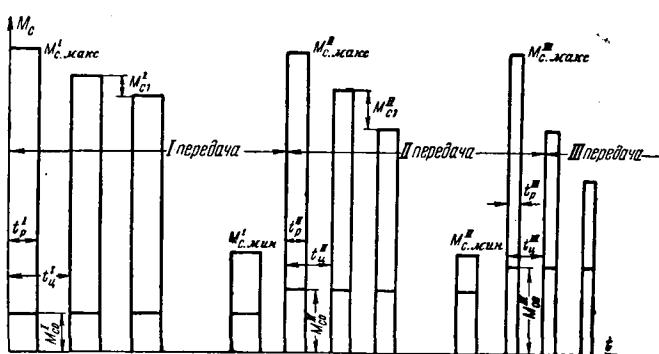


Рис. 1. График нагрузки привода буровой лебедки.

в приводе буровой лебедки дает уменьшение времени разгона барабана. Методика определения потерь энергии в сцепных муфтах изложена в [Л. 1].

Как показано И. А. Сыромятниковым [Л. 2], путем регулирования тока возбуждения синхронного двигателя возможно осуществить такой его режим, при котором реактивная мощность будет мала в периоды пауз и работы, а средняя за цикл реактивная мощность будет равна нулю.

Поэтому при заданном графике нагрузки номинальная мощность синхронного двигателя, определенная из условий нагрева, будет ниже номинальной мощности асинхронного двигателя. Если исходить из равенства номинальных мощностей асинхронного и синхронного двигателей, то можно утверждать, что потери в синхронном двигателе будут меньше потерь в асинхронном двигателе.

Синхронный двигатель имеет более высокий к. п. д., чем асинхронный. Кроме того, синхронный двигатель, изготавливаемый для работы с $\cos \varphi = 0,9$, при работе с $\cos \varphi = 1$ может развивать дополнительную мощность на валу.

Следовательно, при замене асинхронного двигателя синхронным двигателем равной мощности последний будет использован по нагреву не полностью, и его можно догрузить путем уменьшения передаточного числа лебедки или увеличения грузоподъемности на соответствующих передачах.

Допустимую перегрузку синхронного двигателя привода буровой лебедки определяем, исходя из условий нагрева в соответствии с [Л. 2],

$$\beta_p = \frac{P_p}{P_n} = \frac{1}{\cos \varphi_n} \sqrt{\frac{t_n}{t_p}},$$

где β_p — коэффициент перегрузки;
 P_p — мощность на валу двигателя во время работы;
 P_n — номинальная мощность на валу двигателя;
 $\cos \varphi_n$ — номинальный коэффициент мощности;
 t_p и t_n — соответственно продолжительности работы и цикла.

В частности, для привода лебедки буровой установки типа Бу-75 БрЭ при $\cos \varphi_n = 1$, как показывают расчеты, значения коэффициента перегрузки синхронного двигателя для I—IV передач лебедки составляют соответственно 1,49; 1,74; 2; 2,5. Эти значения β_p существенно превышают принимаемые при расчетах значения коэффициента перегрузки для существующих асинхронных приводов, равные 1,3÷1,4.

При определении потерь в сравниваемых приводах полагаем известными: номинальный момент двигателей M_n , момент от веса одной трубы M_{cl} и момент от веса крюка, турбобура, талевого блока и элеватора M_{c0} (для каждой передачи лебедки) (см. рис. 1). Известны также число труб, поднимаемых на каждой передаче лебедки (k_1, k_2 и т. д.), а также постоянные и переменные потери в двигателе при работе с номинальным током и напряжением. Тогда моменты на валу двигателя можно выразить следующим образом:

Передача	Число поднимаемых труб	Максимальный момент	Минимальный момент
I	k_1	$M_{c0}^I + k_1 M_{cl}^I$	$M_{c0}^I + (k_2 + 1) M_{cl}^I$
II	k_2	$M_{c0}^{II} + k_2 M_{cl}^{II}$	$M_{c0}^{II} + (k_3 + 1) M_{cl}^{II}$
III	k_3	$M_{c0}^{III} + k_3 M_{cl}^{III}$	$M_{c0}^{III} + (k_4 + 1) M_{cl}^{III}$
IV	k_4	$M_{c0}^{IV} + k_4 M_{cl}^{IV}$	M_{c0}^{IV}

В общем виде момент статического сопротивления на валу двигателя:

$$M = M_{c0} + n M_{cl}, \quad (1)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$, k_1 — число поднимаемых труб.
Потери мощности в двигателе

$$\Delta p = \Delta p_{\text{пост}} + \alpha^2 \Delta p_{\text{пер.н.}}, \quad (2)$$

где $\Delta p_{\text{пост}}$ — постоянные потери, не зависящие от тока нагрузки;

$\Delta p_{\text{пер.н.}}$ — переменные потери при номинальной нагрузке двигателя;

$\alpha = \frac{I}{I_n}$ — коэффициент загрузки двигателя по току.

При работе асинхронного двигателя на участке механической характеристики, ограниченном изменением скольжения от нуля до критического значения, можно считать, что ток статора пропорционален моменту на валу двигателя¹. Для синхронного двигателя при регулировании его тока возбуждения на постоянство коэффициента мощности также имеет место линейная зависимость между током статора и моментом на валу. Поэтому будет справедливо равенство

$$\alpha = \frac{I}{I_n} = \frac{M}{M_n}.$$

Поскольку момент статического сопротивления на валу двигателя при работе на данной передаче является функцией числа труб, то и коэффициент α также будет функцией числа труб n .

Суммарные потери энергии в двигателе во время работы на одной передаче лебедки (например, на первой) могут быть определены суммированием потерь за единичные циклы подъема:

$$\sum_{n=k_1+1}^{k_1} \Delta W^I = \left(\sum_{n=k_1+1}^{k_1} \Delta p_{\text{пост}} + \sum_{n=k_1+1}^{k_1} \alpha^2 \Delta p_{\text{пер.н.}} \right) t_p^I, \quad (3)$$

где t_p^I — продолжительность работы электродвигателя в единичном цикле подъема.

Продолжительность единичного цикла подъема может быть определена по известной методике. Подставляя значения α в (3) и вынося постоянные величины за «знак» суммы, получаем для суммар-

¹ В действительности, при принятом допущении потери в асинхронном двигателе будут занижены против действительных, поскольку при скольжениях, больших номинального, ток возрастает значительно быстрее, чем момент.

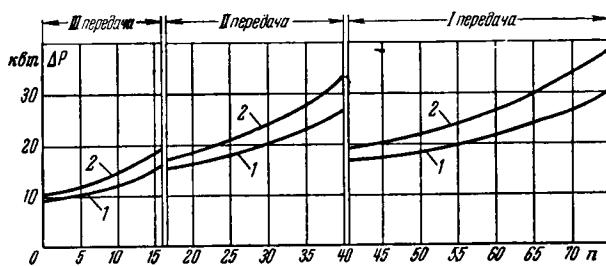


Рис. 2. Зависимость потерь в двигателе за единичный цикл подъема одной трубы от числа поднимаемых труб.
1 — для синхронного привода; 2 — для асинхронного привода.

ных потерь при работе на первой передаче следующее:

$$\sum_{n=k_2+1}^{k_1} \Delta W^I = \left[(k_1 - k_2) \Delta p_{\text{пост}} + \right. \\ \left. + \frac{\Delta p_{\text{пер.н}}}{M_H^2} \sum_{n=k+1}^{k_1} M^2 \right] t_p^I. \quad (4)$$

Подставив в эту формулу значение момента, после преобразований получим:

$$\sum_{n=k_2+1}^{k_1} \Delta W^I = t_p^I (k_1 - k_2) \Delta p_{\text{ост}} + \\ + \frac{\Delta p_{\text{пер.н}}}{M_H^2} \left\{ M_{c_0}^{I2} + M_{c_0}^I M_{c_1}^I (k_1 + k_2 + 1) + \right. \\ \left. + M_{c_1}^{I2} \left[\frac{(k_1 + k_2 + 1)^2 + (k_1 + k_2)^2 + (k_1 + k_2)}{6} \right] \right\} \times \\ \times (k_1 - k_2) t_p^I. \quad (5)$$

Аналогично можно определить суммарные потери энергии в двигателе при работе на всех передачах лебедки. На рис. 2 приведены зависимости потерь в двигателе от числа труб при единичных циклах подъема для буровой установки БУ-75 БрЭ с синхронным и асинхронным электроприводами равной мощности.

Для расчетов были приняты асинхронный двигатель мощностью 320 квт с к. п. д. 92,1% и $\cos \phi_H = 0,88$ и синхронный двигатель мощностью 320 квт с к. п. д. 92,5% и $\cos \phi_H = 1$.

Зная закон изменения числа рейсов в зависимости от глубины скважины (числа поднимаемых труб), можно по формуле (5) вычислить потери за время бурения всей скважины.

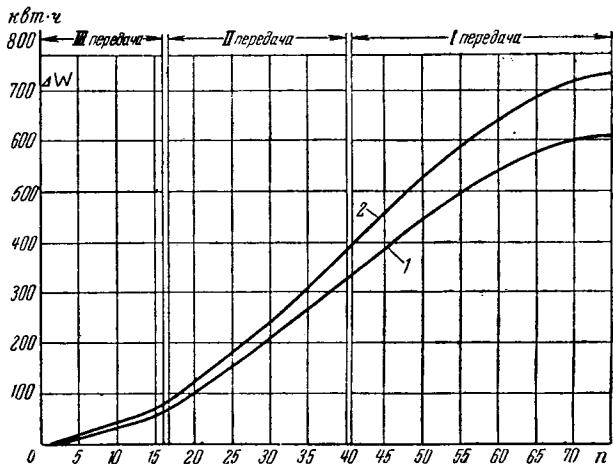


Рис. 3. Зависимость суммарных потерь энергии в двигателе от числа поднимаемых труб.
1 — для синхронного привода; 2 — для асинхронного привода.

Зависимость суммарных потерь энергии в двигателе от числа труб представлена на рис. 3. На этом рисунке ординаты точек при $n=75$ соответствуют суммарным потерям в двигателе за время подъема колонны бурильных труб с проектной глубиной скважины. Ординаты остальных точек соответствуют потерям в двигателе при подъеме с меньших глубин, определяемых соответствующим количеством труб.

Расчеты показывают, что при наличии синхронного привода подъема в буровой установке БУ-75 БрЭ потери энергии в двигателе за все время проводки условной скважины будут на 17% ниже потерь энергии в двигателе асинхронного привода.

Если предположить, что одной установкой за год может быть пробурено 10 условных скважин, то годовая экономия электроэнергии на одну установку составит около 1200 квт·ч. Кроме того, уменьшатся также потери в линии электропередачи и трансформаторах.

Выводы. Синхронный привод буровой лебедки обеспечивает более высокий к. п. д. установки, чем асинхронный привод.

Изложенная методика расчета потерь может быть использована при разработке норм расхода электроэнергии на производство буровых работ.

Литература

- Суд И. И., Определение потерь энергии в сцепных муфтах электроприводов буровых установок, «Электричество», 1963, № 4.
- Сыромятников И. А., Сравнение эффективности применения асинхронных и синхронных электродвигателей для механизмов с ударной нагрузкой, «Электричество», 1964, № 3.

[21.2.1965]



Об оптимальных геометрических соотношениях основных размеров электромагнитов постоянного тока

Доктор техн. наук, проф. Н. Е. ЛЫСОВ и инж. А. В. КУРНОСОВ

Московский энергетический институт

До настоящего времени в литературе недостаточно освещен вопрос о наиболее выгодных соотношениях между основными размерами тяговых электромагнитов. Подход к решению этого вопроса может быть различным в зависимости от основных требований, предъявляемых к электромагнитному механизму. Однако в большинстве случаев основные размеры целесообразно выбирать таким образом, чтобы отношение механической работы, совершаемой электромагнитом, к объему его активных материалов было максимальным.

Рассмотрим соотношения между геометрическими размерами электромагнита, соответствующие этому условию.

Примем допущения: сечение стали вдоль длины магнитопровода постоянно; в непрятантом положении якоря электромагнита сталь ненасыщена; когда якорь электромагнита притянут, вся н. с. обмотки расходуется на проведение магнитного потока через магнитопровод; после срабатывания электромагнита его обмотка длительно находится под током и достигает установившейся температуры нагрева; ток в обмотке во время движения якоря остается неизменным.

Работа, совершающаяся якорем электромагнита, пропорциональна площади, ограниченной кривыми $\Psi = f(I)$, построенными для двух крайних положений якоря (непрятантое и притянутое), и прямой установившегося значения тока I_0 (рис. 1). Выразим эту площадь через электрические и магнитные параметры электромагнита, заменив кривую $\Psi = f(I)$ для притянутого положения якоря линией 1.

Для притянутого положения якоря имеем:

$$\Psi = \Psi_n + \frac{\Psi - \Psi_n}{I_0} I;$$

для прямой 2, соответствующей непрятанному положению якоря, получаем:

$$\Psi_2 = \frac{\Psi_0}{I_0} I.$$

Поправку на превышение расчетного значения работы над действительным будем вводить коэффициентом $k_n < 1$. Так, для стали АРМКО $k_n = 0,95 - 0,92$, причем большее значение относится к отожженной стали, а меньшее — неотожженной.

При указанных условиях выражение для электромагнитной энергии, израсходованной на совершение механической работы, имеет вид (см. приложение):

$$W_m = \frac{HV_c}{2} [k_n(B + B_n) - k_b \sigma_p B_{\mu_t}], \quad (1)$$

где H — напряженность магнитного поля в замкнутом положении якоря;
 V_c — объем стали магнитопровода;
 B — магнитная индукция, выбираемая за количеством кривой намагничивания;
 B_n — магнитная индукция, соответствующая Ψ_n ;
 B_{μ_t} — магнитная индукция в торце сердечника в рабочем воздушном зазоре;
 k_b — коэффициент, учитывающий выпучивание магнитных силовых линий в рабочем воздушном зазоре [Л. 1];
 σ_p — коэффициент рассеяния магнитного потока.

Выразим напряженность магнитного поля через геометрические параметры электромагнита, исходя из допустимого превышения температуры обмотки над окружающей средой. Для однородной магнитной цепи получим:

$$H = \frac{jQ_0 k_3}{1,65 l_c}, \quad (2)$$

где j — плотность тока в обмотке;
 Q_0 — площадь поперечного сечения обмотки;
 k_3 — коэффициент заполнения обмотки;
 $1,65$ — коэффициент, учитывающий соотношение между предельной н. с., допустимой по нагреву, и н. с. трогания якоря [Л. 2];
 l_c — средняя длина магнитной цепи.

Допустимая плотность тока в обмотке определяется равенством выделяющегося и отводимого тепла:

$$j^2 \rho V_o k_3 = k_t S_o \tau. \quad (3)$$

Здесь ρ — удельное сопротивление обмотки электромагнита;
 V_o — объем обмотки;
 k_t — коэффициент теплоотдачи с поверхности обмотки;
 S_o — площадь наружной поверхности обмотки и магнитопровода;
 τ — установившаяся температура перегрева обмотки.

Выразив j из равенства (3) и подставив его значение в (2), получим выражение для H через геометрические параметры электромагнита.

$$H = \frac{\sqrt{K_o S_o V_o}}{l_c l_b}, \quad (4)$$

где

$$K_o = \frac{k_t k_3 \tau}{1,65^2 \rho},$$

l_b — средняя длина витка обмотки.

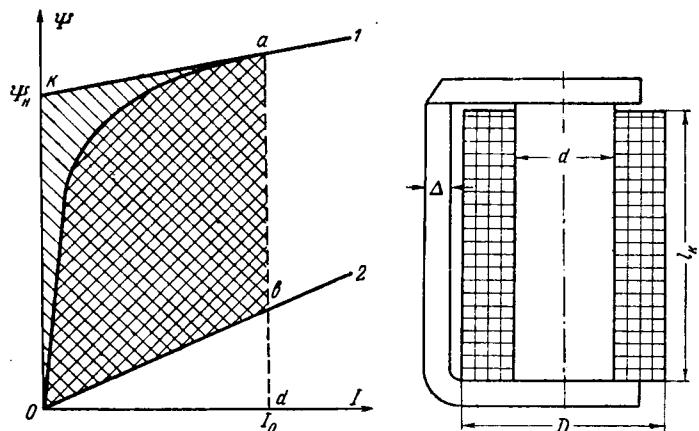


Рис. 1. Апроксимация кривых $\Psi=f(I)$.
Рис. 2. Эскиз электромагнита.

Значение H из (4) подставим в (1). Отнеся обе части полученного равенства к сумме объемов активных материалов, после некоторых преобразований получим величину электромагнитной энергии, необходимой для совершения якорем электромагнита механической работы, приходящейся на единицу объема активных материалов:

$$\frac{W_m}{(V_c + V_o)} = \frac{KV_o \sqrt{S_o V_o}}{l_e l_b (V_c + V_o)}, \quad (5)$$

где

$$K = \frac{k_h (B + B_h) - k_{\sigma_p} B_{\mu_T}}{2} \sqrt{K_o}.$$

Выражение (5) справедливо для любого типа тягового электромагнита. Применим его для анализа электромагнита клапанного типа (рис. 2).

Выразив в правой части равенства (5) все геометрические параметры электромагнита через его основные размеры (d , D , l_k) и принимая ширину ярма равной D , получим:

$$\frac{W_m}{KV D (V_o + V_o)} = \frac{\sqrt{\left[\frac{\pi(Y+X^2)}{\pi(1+x)} + \left(1 + \frac{\pi}{2} X^2\right)(1+\pi X^2 + X + Y) \right] Y(1-X)}}{\frac{3\pi}{4} X^4 + X^2 Y + X^2 + Y}, \quad (6)$$

где $X = \frac{d}{D}$; $Y = \frac{l_k}{D}$.

Правую часть выражения (6) обозначим через $\Gamma(X, Y)$ и назовем ее «геометрическим фактором». Введение геометрического фактора в теорию проектирования электромагнитных устройств связано с удобством рассмотрения оптимальной геометрии электромагнитов с помощью безразмерных величин.

На рис. 3 в соответствии с равенством (6) представлено семейство кривых $\Gamma(X, Y)$ в функции d/D и l_k/D . Из кривых следует, что максимум $\Gamma(X, Y)$ находится при $d/D=0,57 \div 0,7$ и $l_k/D=1,5 \div 3$.

Из равенства (6) можно определить один из основных размеров (в нашем случае D). Для этого по принятым значениям X и Y определяем $\Gamma(X, Y)$

по кривым рис. 3, предварительно выразив суммарный объем активных материалов в знаменателе левой части выражения (6) через X и Y (см. приложение):

$$V_c + V_o = aD^3. \quad (7)$$

тогда

$$D = \sqrt[7]{\frac{W_m^2}{[\Gamma(X, Y)]^2 K^2 a^2}} \quad (8)$$

Для экспериментальной проверки метода было исследовано несколько макетов электромагнитов. В качестве примера ниже приведены результаты исследования макета электромагнита, выполненного с учетом оптимальных значений X и Y ($X_1 = 0,6$; $Y_1 = 1,5$). Приведенные в табл. 1 расчетные и экспериментальные данные макета сопоставлены с экспериментальными данными электромагнита постоянного тока для контактора КП 21/33, имеющего соотношение между основными размерами, наиболее характерные для электромагнитов постоянного тока, применяемых в настоящее время. Для учета влияния технологических и конструктивных отклонений в табл. 2 приведены экспериментальные данные для макета электромагнита, имеющего соотношения между основными размерами такие же, как у контактора КП 21/33 ($X_2 = 0,39$; $Y_2 = 1,18$). Все электромагниты рассчитаны на выполнение механической работы $W_m = 0,5$ дж. Магнитные цепи электромагнитов выполнены из стали АРМКО. В расчете принята изоляция класса А.

Расход меди в процентах по отношению к электромагниту контактора КП 21/33 при выполнении электромагнитами одной и той же работы составил: для первого макета 65%, для второго 110%. Расход стали для первого макета оказался больше на 15% по сравнению со вторым макетом и контактором КП 21/33.

Экспериментальная проверка подтвердила результаты теоретических выводов о существовании наивыгоднейших соотношений между основными размерами электромагнита, обеспечивающих полу-

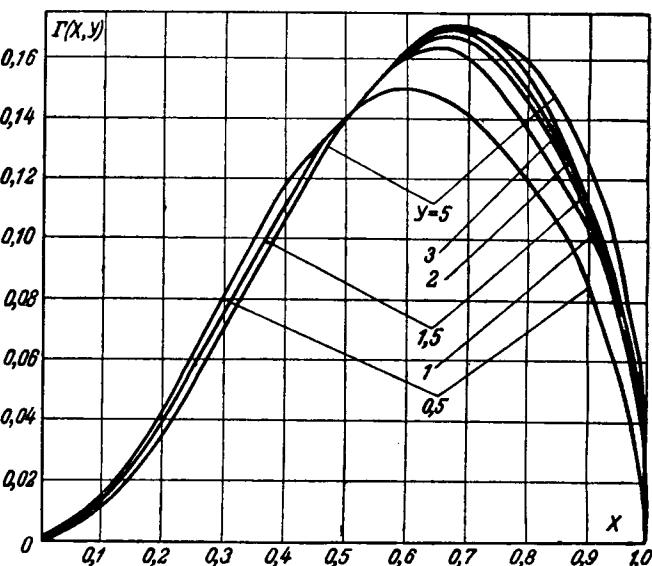


Рис. 3. Зависимость геометрического фактора от соотношения размеров электромагнита.

Таблица 1

Расчетные и опытные параметры электромагнитов	Макет № 1	Макет № 2	КП 21/33
d/D	0,60	0,39	0,39
l_k/D	1,5	1,18	1,18
$D, \text{мм}$	45,3	55	55
$d, \text{мм}$	26	21,4	21,4
l_k	65	65	65
w	3 910	7 000	11 000

Таблица 2

Намагничивающая сила трогания, a_b (ампер-витков)	950	1 270	1 180	
Намагничивающая сила, допустимая по нагреву, a_b	1 565	2 090	1 950	
Начальная сила тяги электромагнита (F_b) при отсутствии полюсного наконечника	0,98	0,98	—	
Начальная сила тяги электромагнита ($F_{a,p}$) при наличии полюсного наконечника диаметром 35 мм	1,42	1,275	1,08	
Перегрев, $^{\circ}\text{C}$	48,2	56,5	58,7	

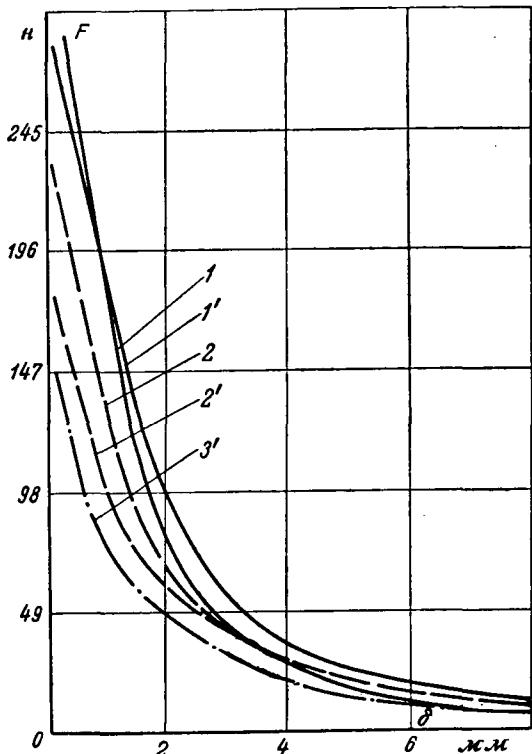


Рис. 4. Тяговые характеристики электромагнитов.

1 — тяговая характеристика для первого макета; 1' — тяговая характеристика для первого макета при диаметре полюсного наконечника 35 мм; 2 и 2' — соответствующие тяговые характеристики второго макета; 3' — тяговая характеристика электромагнита для контактора КП 21/33.

чение лучших показателей по сравнению с показателями электромагнитов, у которых соотношения между основными размерами отличаются от найденных оптимальных.

Тяговые характеристики (рис. 4) электромагнита с оптимальными значениями X и Y проходят выше тяговых характеристик электромагнита для

контактора КП 21/33 несмотря на то, что затраты обмоточного материала в последнем на 35% выше, чем в первом.

Выводы. 1. Наибыгоднейшие соотношения между основными размерами электромагнитов клапанного типа следует принимать в пределах $X=0,57 \div 0,7$; $Y=1,5 \div 3$.

2. Выполнение этих соотношений позволит сэкономить дефицитную обмоточную медь без ущерба для рабочих характеристик электромагнитов.

Приложение. Электромагнитная энергия, расходуемая на совершение механической работы, равна:

$$W_m = k_h \left[\Psi_h + \frac{\Psi - \Psi_h}{2I_0} I \right] I - \frac{1}{2} I \left(\frac{\Psi_d}{I_0} I \right) = \\ = k_h \left[B_h H + \frac{B - B_h}{2} H \right] V_c - \frac{w \Phi_{cp} I_0}{2}, \quad (\Pi-1)$$

где w — число витков обмотки;
 $\Psi_d = w \Phi_{cp}$ — потокосцепление электромагнита в непрятянутом положении якоря.

Средний магнитный поток вдоль линии сердечника электромагнита равен [Л. 3]:

$$\Phi_{cp} = \frac{1}{l_a} \int_0^{l_a} \Phi_x dx,$$

где l_a — длина сердечника.

Магнитный поток в сечении x сердечника может быть определен следующим образом [Л. 3]:

$$\Phi_x = \Phi_{\max} - \frac{IWg x^2}{2l_a},$$

где Φ_{\max} — максимальное значение магнитного потока в сечении сердечника.

Таким образом,

$$\Phi_{cp} = \Phi_{\max} - \frac{1}{3} \left(\frac{IWgl_a}{2} \right),$$

$$\frac{IWgl_a}{2} = \Phi_{\max} - k_b \Phi_t,$$

поэтому

$$\Phi_{cp} = k_b \Phi_t \left(\frac{1 + 2\sigma}{3} \right) = k_b \Phi_t \sigma_p,$$

где Φ_t — магнитный поток, выходящий из торца сердечника в рабочем воздушном зазоре.

Подставив выражение для Φ_{cp} в (П-1), получим:

$$W_m = \frac{HV_c}{2} [k_h (B + B_h) - k_b \sigma_p B_{\mu_t}]. \quad (\Pi-2)$$

Суммарный объем активных материалов электромагнита равен:

$$V_c + V_o = \frac{\pi d^2}{4} l_c + \frac{\pi l_k}{4} (D^2 - d^2) = \\ = D^3 \left[\frac{\pi d^2}{4D^2} \left(2 \frac{l_k}{D} + \frac{3\pi d^2}{4D^2} + 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{\pi l_k}{4D} \left(1 - \frac{d^2}{D^2} \right) \right] = a D^3, \quad (\Pi-3)$$

где

$$a = \left[\frac{\pi d^2}{4D^2} \left(\frac{2l_k}{D} + \frac{3\pi d^2}{4D^2} + 1 \right) + \frac{\pi l_k}{4D} \left(1 - \frac{d^2}{D^2} \right) \right].$$

Л и т е р а т у р а

- Лысов Н. Е., Расчет электромагнитных механизмов, Оборонгиз, 1949.
- Кобленц М. Г., Выбор оптимальных соотношений меди и стали в аппаратах постоянного тока, «Вестник электропромышленности», 1961, № 11.
- Ступель Ф. А., Расчет и конструкция электромагнитных реле, Госэнергоиздат, 1950.

[25.1.1965]

Внешняя характеристика двухполупериодного управляемого выпрямителя

Инж. С. С. КРЫЛОВ

ВНИИЖТ

С каждым годом управляемые выпрямители получают все более широкое применение в различных промышленных и транспортных энергетических установках для плавного регулирования напряжения приводных электродвигателей постоянного тока. В связи с этим представляют значительный интерес рассмотрение электромагнитных процессов, протекающих в выпрямительной схеме, и исследования внешней характеристики выпрямителя с учетом пульсации выпрямленного тока.

Рассмотрим случай работы двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой на двигатель по схеме, приведенной на рис. 1.

При сдвиге момента открытия выпрямителя на угол β на этот же угол сдвигается и момент начала коммутации вентиляй. Угол начала коммутации в этом случае является задающим параметром, не зависимым от параметров схемы и нагрузки, а угол окончания коммутации α зависит от этих величин. Выпрямленное напряжение при этом распространяется на отрицательный полупериод и имеет вид, приведенный на рис. 2. В период коммутации вторичная обмотка трансформатора закорачивается через оба вентиля, находящихся в противофазах, и выпрямленное напряжение уменьшается до нуля. Величина угла коммутации γ зависит от индуктивности, нагрузки и угла регулирования β , причем при увеличении угла β угол γ уменьшается. На холостом ходу выпрямленное напряжение при регулировании

$$U_{B_0} = \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi+\beta} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U_m \cos \beta. \quad (1)$$

Для определения выпрямленного напряжения при наличии нагрузки рассмотрим электромагнитные процессы, протекающие в выпрямительной схеме. Для простоты активными потерями в первом приближении пренебрегаем.

Во время одиночного горения вентиляй синусоидальное напряжение вторичной обмотки трансформатора уравновешивается э. д. с. самоиндукции обмотки трансформатора, сглаживающего реактора и противоэ. д. с. двигателя $e = U_B$

$$U_m \sin \omega t = e + (L + L_B) \frac{di_B}{dt}, \quad (2)$$

а мгновенное значение выпрямленного напряжения

$$u_B = U_m \sin \omega t - L \frac{di_B}{dt}. \quad (3)$$

Из выражений (2) и (3) мгновенное значение выпрямленного напряжения равно:

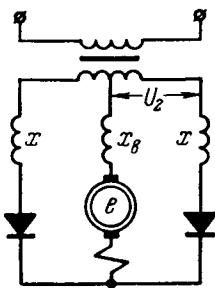


Рис. 1. Принципиальная схема выпрямителя.

$$u_B = U_m \frac{L_B}{L + L_B} \sin \omega t + \frac{L}{L + L_B} U_B.$$

После интегрирования и соответствующих преобразований получено выражение среднего значения выпрямленного напряжения при наличии нагрузки:

$$U_B = \frac{\cos \beta + \cos \alpha}{\pi + \frac{x}{x_B} \gamma} U_m, \quad (4)$$

где x и x_B — индуктивные сопротивления, соответствующие L и L_B .

Последнее выражение аналогично выражению для неуправляемых выпрямителей [Л. 1]. Отличие составляет зависимость угла окончания коммутации α от угла β , относительной индуктивности и нагрузки. Графическая зависимость этих величин известна [Л. 2]. Форма кривой выпрямленного напряжения изменяет форму кривой выпрямленного тока.

В зоне одиночного горения вентиля мгновенное значение выпрямленного тока увеличивается под воздействием возрастающего выпрямленного напряжения. Быстрому росту тока в это время препятствует э. д. с. самоиндукции цепи выпрямленного тока. Ток плавно возрастает, пока мгновенное значение выпрямленного напряжения больше противоэ. д. с. двигателя. При снижении мгновенного значения напряжения ниже противоэ. д. с. двигателя, э. д. с. самоиндукции меняет знак и в этом случае препятствует уменьшению тока. Чем больше угол регулирования, тем круче изменяется ток в зоне одиночного горения, тем больше пульсация выпрямленного тока.

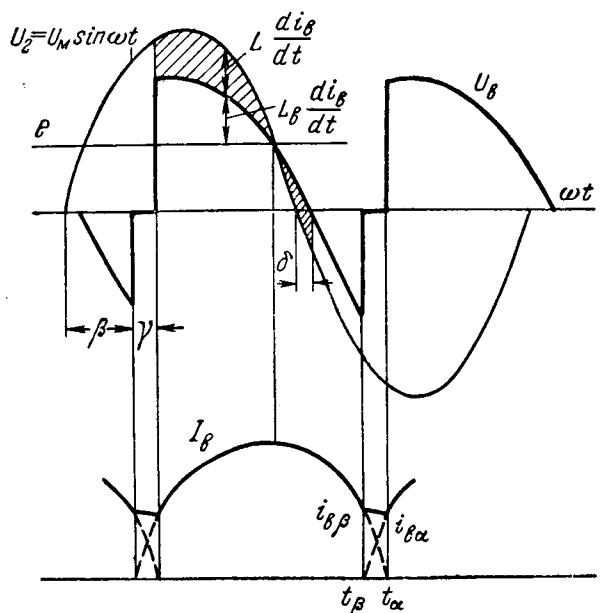


Рис. 2. Диаграмма выпрямленного напряжения и тока.

В период коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения равно нулю, и в цепи выпрямленного тока действует лишь противо-э. д. с. двигателя, стремящаяся уменьшить мгновенное значение выпрямленного тока. Этому препятствует э. д. с. самоиндукции цепи выпрямленного тока.

В период коммутации

$$\frac{di_b}{d\omega t} = -\frac{e}{x_b}.$$

Решив это уравнение относительно выпрямленного тока, найдем его значение в конце коммутации при $\omega t = \alpha$:

$$i_{b_\alpha} = i_{b_\beta} - \frac{e}{x_b} (\alpha - \beta).$$

Изменение тока в период коммутации

$$\Delta i_b = i_{b_\beta} - i_{b_\alpha} = \frac{e}{x_b} (\alpha - \beta) = \frac{e}{x_b} \gamma, \quad (5)$$

т. е. с введением угла регулирования и соответственным уменьшением угла коммутации, уменьшается спад тока в этот период.

Индуктивные потери выпрямительной схемы складываются из потерь в зоне одиночного горения вентиля и потерь в зоне коммутации.

Индуктивные потери в зоне одиночного горения

$$\Delta u'_x = L \frac{di_b}{dt},$$

а средняя их величина за полупериод

$$\Delta u'_x = \frac{L}{\pi} \int_{t_\alpha}^{t_\beta} \frac{di_b}{dt} d\omega t = \frac{x}{\pi} (i_{b_\beta} - i_{b_\alpha})$$

или с учетом выражения (5)

$$\Delta u'_x = \frac{x}{x_b} \frac{e}{\pi} \gamma,$$

т. е. индуктивные потери в зоне одиночного горения вентиляй пропорциональны углу коммутации.

Среднее значение падения напряжения в период коммутации

$$\Delta u_x = \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\alpha} 2U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_m}{\pi} (\cos \beta - \cos \alpha)$$

или, принимая во внимание, что выражение тока в конце коммутации

$$i_\alpha = \frac{U_m}{x} (\cos \beta - \cos \alpha),$$

найдем

$$\Delta u_x = \frac{2}{\pi} x i_\alpha.$$

В частном случае при полностью сглаженном токе

$$i_\alpha = I_b.$$

Во всех других случаях при наличии пульсации $i_\alpha = \lambda I_b$, поэтому

$$\Delta u_x = \lambda \frac{2}{\pi} x I_b.$$

Коэффициент λ в последнем выражении характеризует влияние пульсации тока на индуктивные потери. Так, с увеличением угла регулирования

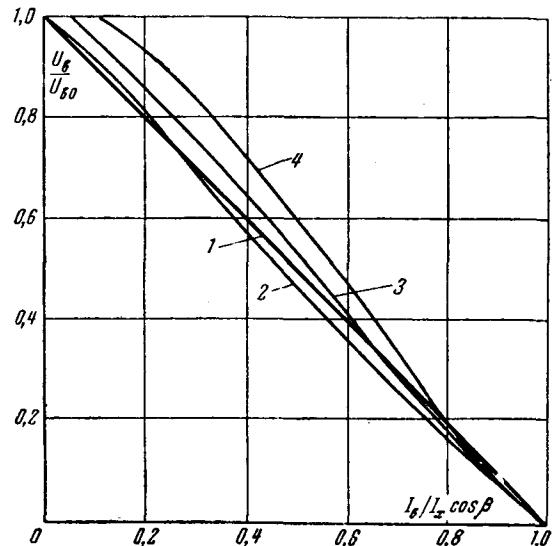


Рис. 3. Внешняя характеристика выпрямителя.

$$1 - \frac{x_b}{x} = \infty; 2 - \frac{x_b}{x} = 6, \beta = 10^\circ; 3 - \frac{x_b}{x} = 6, \beta = 40^\circ;$$

$$4 - \frac{x_b}{x} = 6, \beta = 60^\circ.$$

Уменьшение мгновенного значения тока в конце коммутации влечет за собой уменьшение индуктивных потерь.

Следовательно, чем больше угол регулирования, тем больше пульсация выпрямленного тока, меньше угол коммутации и меньше индуктивные потери как в зоне коммутации, так и в зоне одиночного горения вентиляй. В предельно непрерывном режиме горения, когда относительная пульсация достигает 100%, а угол коммутации равен нулю, индуктивные потери полностью отсутствуют. Это положение отражается внешней характеристикой управляемого выпрямителя.

Внешнюю характеристику в относительных единицах можно построить по выражениям (1) и (4)

$$\frac{U_b}{U_{b_0}} = \frac{\pi}{2} \frac{\cos \beta + \cos \alpha}{(\pi + \frac{x}{x_b} \gamma) \cos \beta} \quad (6)$$

и учитывая, что отношение выпрямленного тока [Л. 1] к амплитуде короткого замыкания $I_x = \frac{U_m}{x}$ равно:

$$\frac{I_b}{I_x} = \frac{\cos \beta - \cos \alpha}{2} + \frac{1}{\pi} \frac{x}{x + x_b} \left[\sin \beta + \sin \alpha - \frac{\pi - \gamma}{2} (\cos \beta - \cos \alpha) \right]. \quad (7)$$

Для анализа удобно рассмотреть зависимость $\frac{U_b}{U_{b_0}} = f\left(\frac{I_b}{I_x \cos \beta}; \frac{x_b}{x}\right)$, которая для ряда углов β приведена на рис. 3 при пульсации, соответствующей $\frac{x_b}{x} = 6$.

Из приведенного рисунка видно, что чем больше угол регулирования, больше пульсация при данном отношении $\frac{x_b}{x}$, тем в большем диапазоне на-

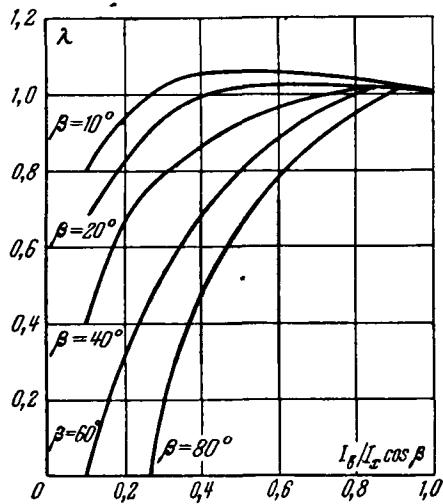


Рис. 4. Зависимость коэффициента λ , учитывающего влияние пульсации на индуктивные потери, от нагрузки и угла регулирования при $\frac{x_B}{x} = 6$.

грузок напряжение при пульсирующем токе выше, чем при полностью сглаженном.

С увеличением нагрузки увеличивается угол естественной задержки δ , который при вполне определенной нагрузке становится равным углу регулирования β . При дальнейшем увеличении нагрузки угол начала коммутации уже не определяется углом β , и выпрямитель работает как неуправляемый.

Влияние пульсации на индуктивные потери можно учесть поправочным коэффициентом λ :

$$\lambda = \frac{\Delta u_x}{(\Delta u_x)_\infty}.$$

Зависимость коэффициента λ от нагрузки для нескольких значений угла регулирования β при $\frac{x_B}{x} = 6$ приведена на рис. 4.

Кроме индуктивных потерь, заметное влияние на ход внешней характеристики оказывают активные потери. Падение напряжения на активных сопротивлениях схемы в нашем случае

$$\Delta u_R = (R_t k_{\text{eff}}^2 + R_{\text{cp}}) I_B. \quad (8)$$

Строго говоря, не все это падение снижает выпрямленное напряжение, а только часть его, соответствующая одиночному горению вентиляй.

Однако при наличии угла регулирования, относительной высокой пульсации и малом угле коммутации средний выпрямленный ток в зоне одиночного горения, отнесенный к полупериоду, близок к полному значению выпрямленного тока, и разница этих величин тем меньше, чем больше пульсация.

К этому следует добавить, что активные потери составляют незначительную часть общих потерь и

в связи с этим можно с достаточной для расчетов точностью считать активные потери по выражению (8).

При расчетах внешней характеристики выпрямленное напряжение с учетом индуктивных и активных потерь удобно определять по выражению

$$U_B = \frac{2}{\pi} U_m \cos \beta - \Delta u_B - \left(\lambda \frac{2}{\pi} x + R_t k_{\text{eff}}^2 + R_{\text{cp}} \right) I_B, \quad (9)$$

где $\frac{2}{\pi} U_m \cos \beta$ — выпрямленное напряжение холостого хода при угле β ;

Δu_B — падение напряжения в вентиле; x, R_t — соответственно индуктивное и активное приведенные сопротивления трансформатора;

λ — коэффициент, учитывающий влияние пульсации на индуктивные потери напряжения;

R_{cp} — активное сопротивление сглаживающего реактора;

k_{eff} — коэффициент эффективности переменного тока.

Все вышесказанное справедливо для области непрерывного горения вентиляй. В области прерывистого горения на ход внешней характеристики оказывают влияние лишь активные потери напряжения.

Хотя предыдущие рассмотрения относились к схеме выпрямления с нулевым выводом, однако формула (9) справедлива для любой схемы выпрямления, если первый ее член заменить выражением выпрямленного напряжения холостого хода, соответствующим этой схеме. Так, при мостовой схеме выпрямления напряжение холостого хода

$$U_{B0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{1 + \cos \beta}{\pi} U_m.$$

Известны также выражения напряжения холостого хода для различных схем многофазных управляемых выпрямителей.

Выводы. 1. Введение угла регулирования изменяет ход электромагнитных процессов в выпрямительной схеме. Индуктивные потери напряжения зависят от угла регулирования и уменьшаются с увеличением последнего, что необходимо учитывать при расчетах.

2. Практические расчеты выпрямленного напряжения с достаточной точностью можно производить по выражению (9).

Литература

1. Тихменев Б. Н., Электровозы переменного тока со статическими преобразователями, Трансжелдориздат, 1958.
2. Крылов С. С., Сеточное регулирование напряжения тяговых двигателей, Труды ВНИИЖТ, вып. 286, «Режимы работы электрооборудования электроподвижного состава переменного тока», «Транспорт», 1965.

[10.3.1965]



Условия оптимального режима энергетической системы при учете режимных ограничений с помощью штрафных функций

Кандидат техн. наук В. М. ГОРНШТЕЙН

Москва

Одним из наиболее сложных вопросов, как при выводе условий оптимальности, так и при расчете режима является вопрос об учете различного рода ограничений, налагаемых на изменения переменных, которыми определяется режим. Для упрощения выводов ограничимся рассмотрением энергосистемы, состоящей только из тепловых станций, хотя описанные ниже методы применимы и для расчетов оптимального режима систем с гидростанциями, в том числе и обладающих водохранилищами длительного регулирования.

Постановка задачи. Рассмотрим энергосистему, питающая сеть которой имеет $n+1$ узел. Один из них (выбор произволен) примем за балансирующий и обозначим его индексом «0».

Режим работы энергосистемы можно однозначно определить заданием следующих переменных P_i , Q_i , P_i^h , Q_i^h , K_r , U_0 , где P_i , Q_i — активные и реактивные мощности станций, синхронных компенсаторов и т. п. в i -ом узле; P_i^h , Q_i^h — активная и реактивная мощности потребителей; K_r — коэффициенты трансформации регулировочных трансформаторов (при наличии трансформаторов продольно-поперечного регулирования необходимо для одного трансформатора задавать два коэффициента трансформации — для продольной и поперечной осей).

Если в каком-либо узле нет станции, источника реактивной мощности или потребителя, соответствующая переменная приравнивается нулю.

Описанный способ задания режима не является единственным возможным. Иногда задают напряжение не в балансирующем узле или определяют режим с помощью других переменных (продольные и поперечные составляющие напряжений или токов), при этом изменяется форма уравнений, определяющих режим, но результаты расчета не меняются.

Из перечисленных выше переменных активные и реактивные нагрузки потребителей для каждого момента времени являются заданными функциями модулей напряжений в соответствующих узлах:

$$P_i^h = f_p(|U_i|); \quad (1a)$$

$$Q_i^h = f_Q(|U_i|). \quad (1b)$$

Выражения (1) являются статическими характеристиками нагрузки.

Модули напряжений в каждом узле можно выразить следующим образом:

$$|U_j| = f_U(P_i, Q_i, P_i^h, Q_i^h, K_r, U_0). \quad (2)$$

Заметим, что $|U_j|$ не зависит от активных и реактивных мощностей в балансирующем узле.

Величины P_i , Q_i , K_r и U_0 являются регулируемыми. Для них можно выбрать любые значения, удовлетворяющие условиям допустимости (ограничениям). К ним относятся условия баланса активных и реактивных мощностей, задаваемые в форме равенств следующего вида:

$$\varphi_1 = \sum_0^n P_i - \sum_0^n P_i^h - P^\pi = 0; \quad (3a)$$

$$\varphi_2 = \sum_0^n Q_i - \sum_0^n Q_i^h - Q^\pi = 0, \quad (3b)$$

где P^π и Q^π — потери активной и реактивной мощностей в электрической части энергосистемы (включая сеть, станционные трансформаторы и генераторы).

Кроме того, на все переменные налагаются ограничения в форме неравенств, имеющих в общем виде для переменной x_i следующий вид:

$$x'_i \leq x_i \leq x''_i, \quad (4)$$

где x'_i и x''_i — максимальный и минимальный пределы допустимых изменений переменной (ниже такие ограничения называются жесткими).

Выбор того или иного режима работы, т. е. значений регулируемых переменных, влияет на издержки энергосистемы, важнейшую часть которых составляют издержки на топливо, равные:

$$I_t = \sum_0^n u_i B_i, \quad (5)$$

где B_i — часовой расход условного топлива на i -й станции;

u_i — цена т. у. т.

Реактивная нагрузка станции влияет только на потери мощности в генераторах, которые, как указано выше, включены в величину P^π в формуле (3a). Поэтому вполне строго: $B_i = f(P_i)$.

Наряду с изменением расхода топлива выбор того или иного режима влияет на некоторые другие виды издержек энергосистемы и потребителей. Это изменение можно оценить введением функций ущерба $Y_x = f(x_i)$, выражающих дополнительные издержки (ущерб), возникающие в энергосистеме или у потребителей при отклонении переменной x_i (нагрузки станции, напряжения в узле) от величины, при которой эти издержки минимальны. Функция ущерба Y_x и ее производная $y_x = \frac{dY_x}{dx_i}$ имеют обычно вид, представленный на рис. 1. Для Y_x характерна сравнительно небольшая величина в некоторой области изменения переменной x и быстрое возрастание ее за пределами этой области.

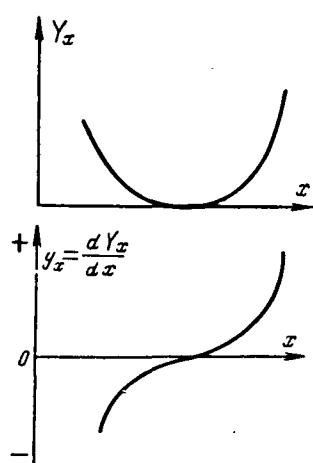


Рис. 1. Функция ущерба и ее производная.

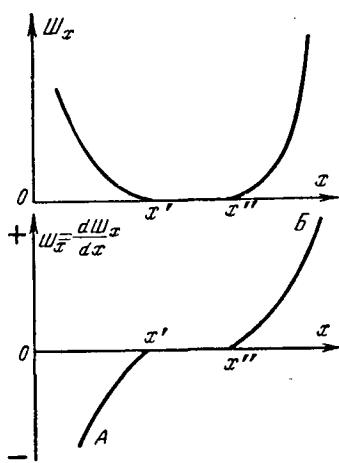


Рис. 2. Штрафная функция и ее производная.

В выводимых ниже формулах учтем для определенности два вида функций ущерба: ущерб на i -й станции при изменении активной нагрузки

$$Y_{ai} = f(P_i) \quad (6)$$

и ущерб у потребителей i -го узла при изменении напряжения

$$Y_{ui} = f(|U_i|). \quad (7)$$

Другие виды функций ущерба учитываются аналогично.

При этом задача нахождения оптимального, с точки зрения народного хозяйства в целом, режима энергосистемы сводится к нахождению из всей совокупности значений регулируемых переменных, удовлетворяющих ограничениям (3) и (4), т. е. из множества допустимых значений этих переменных, величин, реализующих минимум целевой функции, определяемой следующим выражением:

$$I = \sum_0^n (u_i B_i + Y_{ai}) + \sum_0^n Y_{ui}. \quad (8)$$

Входящие в целевую функцию составляющие нелинейны. Наличие в числе ограничений неравенства (4) сводит, таким образом, проблему к решению общей задачи нелинейного математического программирования. Для решения этой задачи классические математические методы (метод неопределенных множителей Лагранжа, градиентные методы) непосредственно неприменимы. Не существует в настоящее время и достаточно разработанного общего метода решения подобных задач.

Один из наиболее употребляемых в настоящее время путей решения этой задачи заключается в расчете оптимального режима классическими методами без учета ограничений и последующем «закреплении» некоторых переменных, вышедших за допустимые пределы, на их предельных значениях. Однако при этом необходим тщательный анализ того, какие именно из переменных должны быть «закреплены», что крайне усложняет и замедляет расчеты. Но без такого анализа могут быть получены неверные результаты, поэтому более пер-

спективным путем учета ограничений представляется изложенный ниже метод штрафных функций.

Метод штрафных функций. Этот метод впервые в энергетике был применен Р. Кипсером [Л. 1]. В работах ВНИИЭ он успешно применялся Е. В. Цветковым для расчета на ЭЦВМ сезона режима каскада гидростанций.

Сущность метода заключается в том, что предполагается техническая допустимость неограниченного изменения всех переменных.

Однако, если какая-либо переменная выходит за допустимые пределы, к целевой функции добавляется большая величина «штраф», при этом работа за пределами допустимых значений переменной будет заведомо невыгодна.

Таким образом, вместо неравенства (4) вводятся в рассмотрение неотрицательные штрафные функции $Ш_x$, удовлетворяющие следующим условиям:

$$\left. \begin{array}{l} Ш_x = 0 \text{ при } x'_i \leq x_i \leq x''_i; \\ Ш_x = f_1(|x_i - x'_i|) \text{ при } x_i < x'_i; \\ Ш_x = f_2(|x_i - x''_i|) \text{ при } x_i > x''_i. \end{array} \right\} \quad (9)$$

Соответствующая этим выражениям зависимость функции $Ш_x$ и ее производной $Ш_x = \frac{dШ_x}{dx}$ от переменной x_i представлена на рис. 2.

Сравнивая рис. 2 с рис. 1, нетрудно убедиться в сходстве (по крайней мере, качественном) характера зависимости Y_x и $Ш_x$ от x . Это сходство не случайно. В большинстве случаев пределы допустимых изменений переменной не являются абсолютными (жесткими) пределами, которые технически невозможно превзойти. Чаще всего их устанавливают исходя из представления, что их нарушение может вызвать значительный экономический ущерб вследствие сокращения срока службы оборудования и увеличения вероятности аварий (перегрузка оборудования или опасное для него повышение напряжения) или неблагоприятного влияния на работу потребителей. В таких случаях штрафные функции являются более или менее грубой аппроксимацией функций ущерба в области изменения переменных, в которой ущерб недостаточно изучен.

Разумеется, по мере получения достоверных данных об ущербе штрафные функции следует заменять функциями ущерба. Однако такая замена не всегда проста. Во многих случаях ущерб зависит не только от значения функции в данный момент, но и от всего характера ее изменения за некоторый период времени (например, когда речь идет о перегреве оборудования от перегрузки). В этих случаях задача становится вариационной. Очень часто ущерб может быть выражен только методами теории вероятностей (например, ущерб от аварий с оборудованием).

В тех случаях, когда функция ущерба в некоторой области изменения переменной известна, можно для этой области пользоваться функцией ущерба, а за ее пределами — штрафной функцией. Кроме того, независимо от изученности функций ущерба, штрафные функции следует применять для учета ограничений, установленных по техническим

причинам (предельное открытие регулирующих органов турбин и т. п.).

При этом используется сумма этих функций:

$$\begin{aligned} Y^*_x &= Y_x + \mathcal{W}_x \\ y^*_x &= Y_x + w_x \end{aligned} \quad \left. \right\}, \quad (10)$$

где Y^*_x и y^*_x — обобщенная функция ущерба и ее производная. Характер изменения функций Y^*_x и y^*_x аналогичен изображенному на рис. 1.

Главное требование к штрафной функции, как уже указывалось, состоит в том, чтобы при работе в недопустимой области штраф был достаточно велик. Кроме того, штрафная функция должна быть вогнутой (определение этого понятия дано ниже). В противном случае в задачу могут быть внесены посторонние решения, характеризующиеся появлением локальных минимумов в области недопустимых режимов. Этим требованиям можно удовлетворить при различных способах задания штрафной функции. В большинстве случаев наиболее удобно с точки зрения вычислительной техники задавать штрафную функцию и ее производную следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_x &= 0 \\ w_x &= 0 \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{при } x'_i \leq x_i \leq x''_i;$$

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_x &= \frac{\alpha_1}{2} (x_i - x'_i)^2 \\ w_x &= \alpha_1 (x_i - x'_i) \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{при } x_i < x'_i;$$

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_x &= \frac{\alpha_2}{2} (x_i - x''_i)^2 \\ w_x &= \alpha_2 (x_i - x''_i) \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{при } x_i > x''_i, \quad (11)$$

где α_1 и α_2 — постоянные коэффициенты, вопрос о выборе которых рассматривается ниже.

При таком задании штрафных функций участки кривых $A-x'$ и $x''-B$ на рис. 2 переходят в прямые.

Наиболее просто ущербы и штрафные функции учитываются в тех случаях, когда они наложены непосредственно на регулируемые переменные. В частности, любое слагаемое первого члена правой части выражения (8) при учете ограничений штрафной функцией принимает следующий вид:

$$I^*_i = u_i B^*_i = u_i \left(B_i + \frac{1}{u_i} Y^*_{a_i} \right), \quad (12)$$

где I^*_i — обобщенная функция издержек i -й станции с учетом ущербов и ограничений.

Производную от B^*_i :

$$b^*_i = \frac{dB^*_i}{dP_i} = b_i + \frac{1}{u_i} y^*_{a_i} = b_i + \frac{1}{u_i} (y_{a_i} + w_{a_i}) \quad (13)$$

будем называть обобщенным относительным приростом расхода условного топлива на станции. Характеристика $b^*_i = f(P_i)$, как и обычно применяется характеристика относительных приростов станции, может быть построена заранее.

В частности, при неучете ущерба, учет ограничений с помощью штрафных функций сводится, как видно из рис. 3, к прибавлению величины $\frac{\alpha_i}{u_i} \Delta P_i$,

к относительному приросту b_i , где ΔP_i — степень нарушения предела допустимых нагрузок.

Если задать $a_1 = a_2 = \infty$, то участки AB и BG переходят в прямые, параллельные оси ординат. Это соответствует «жестким» ограничениям и совпадает с широко применяемым в настоящее время при расчетах по методу относительных приростов приемом учета ограничений проведением вертикальных отрезков прямых, ограничивающих характеристики относительных приростов.

В случае задания конечных значений a при расчете оптимального режима могут допускаться нарушения допустимых пределов регулирования на величину ΔP (рис. 3). В случаях, когда по правилам, действующим на станции, некоторая перегрузка агрегатов допускается, значения a следует подбирать так, чтобы при наибольших встречающихся на практике значениях b^* эти нарушения не превышали допускаемых. В некоторых случаях задание конечных значений a является вынужденным. Иногда это необходимо при расчетах на аналоговых машинах, так как характеристики блоков нелинейности не допускают задания слишком крутых характеристик относительных приростов. При расчетах градиентными методами слишком крутые характеристики относительных приростов вызывают затруднения при обеспечении сходимости итерационного процесса. В подобных случаях следует выбирать такие значения a , чтобы нарушения допустимых пределов изменения переменных не превышали установленной для данной задачи предельной погрешности.

Все сказанное целиком относится и к выбору штрафных функций, ограничивающих изменение других переменных (например, напряжений в узлах сети).

Несовместимые ограничения. При расчетах режима часто оказывается невозможным одновременно удовлетворить всем наложенным ограничениям. Например, ограничения по уровням напряжения в узлах электрической сети при недостаточности местных средств регулирования часто бывают таковы, что низшее допустимое напряжение в одном узле может быть получено только при повышении напряжения сверх допустимого предела в других узлах. До окончания расчета режима выявить несовместимость наложенных ограничений часто бывает затруднительно и даже невозможно. Если же вести расчет при несовместимых ограничениях, то

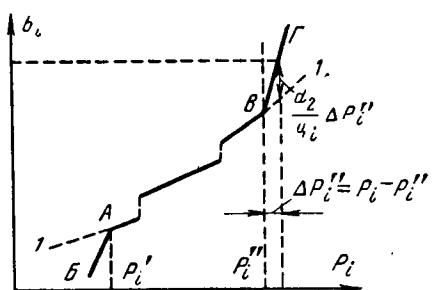


Рис. 3. Обобщенная характеристика относительных приростов станции.
1-1 — характеристика без учета ограничений;
2-2 — характеристика с учетом ограничений.

в результате будет установлено, что получить приемлемое решение невозможно (при расчетах на цифровых машинах это может выразиться в «зацикливании») без указания о том, как нужно изменить условия, чтобы это решение получилось.

С помощью штрафных функций можно получить приемлемое, хотя и не полностью удовлетворяющее заданным ограничениям, решение и для таких случаев.

Условия оптимального режима энергосистемы с учетом ущербов и ограничений. В соответствии со сказанным выше ущербы и ограничения, наложенные на активные нагрузки станций, учтем с помощью обобщенных функций издержек и обобщенных характеристик относительных приростов станций.

Ущербы у потребителей от отклонения напряжений в узлах учтем обобщенными функциями ущерба:

$$y^*_{U_i} = f(|U_i|).$$

Ограничения изменений коэффициентов трансформации регулировочных трансформаторов учтем введением штрафной функции $W_r = f(K_r)$.

Ограничения изменений реактивной мощности генераторов учитываются введением штрафной функции $W_{Qi} = f(P_i, |U_i|, K_{ri})$. Зависимость этой функции от трех переменных объясняется тем, что допустимые пределы реактивной нагрузки генератора, как показано в [Л. 2], зависят от его напря-

ограничения, учтены в величине P^* в формуле (3а).

Условия оптимального режима при введении штрафных функций выведены в приложении [формулы (П-3)–(П-6)]. Выясним смысл входящих в них сумм в круглых скобках при коэффициентах λ_1 и λ_2 . Очевидно, что в формуле (П-3б) член

$$\sigma_{a,ai} + \sum_1^n \frac{\partial P_j^*}{\partial |U_j|} \frac{\partial |U_j|}{\partial P_i}$$

является относительным приростом (частной производной) суммарной нагрузки энергосистемы с учетом изменений не только потерь, но и нагрузок потребителей по переменной P_i . Аналогичное значение имеют и суммы $\sigma_{a,pi}$, $\sigma_{a,Kr}$ и т. п. с частными производными от суммарной нагрузки потребителей по соответствующим переменным. Обозначим их буквами δ с теми же индексами, что и у σ . Из уравнений (П-3а) и (П-4а) определим значения λ_1 и λ_2 . Тогда условия оптимального режима примут следующий вид:

по активной мощности

$$\frac{u_i b^{*i} + \sum_1^n \left(y^*_{Uj} + \frac{\partial W_{Qj}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial P_i} + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial P_i}}{1 - \delta_{a,ai}} = u_0 b^{*0} + \frac{\partial W_{Q0}}{\partial P_0} - \frac{\partial W_{Q0}}{\partial Q_0} \frac{\delta_{p,ai}}{1 - \delta_{a,ai}}; \quad (14)$$

по реактивной мощности:

$$\frac{\left(u_0 b^{*0} + \frac{\partial W_{Q0}}{\partial P_0} \right) \delta_{p,ai} + \sum_1^n \left(y^*_{Uj} + \frac{\partial W_{Qj}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial Q_i} + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial Q_i}}{1 - \delta_{p,ai}} = - \frac{\partial W_{Q0}}{\partial Q_0}, \quad (15)$$

по коэффициентам трансформации регулировочных трансформаторов:

$$\frac{\left(u_0 b^{*0} + \frac{\partial W_{Q0}}{\partial P_0} \right) \delta_{a,Kr} + \sum_0^n \left(y^*_{Uj} + \frac{\partial W_{Qj}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial K_r} + w_r}{\delta_{p,Kr}} = - \frac{\partial W_{Q0}}{\partial Q_0}; \quad (16)$$

по напряжению в балансирующем узле:

$$\frac{\left(u_0 b^{*0} + \frac{\partial W_{Q0}}{\partial P_0} \right) \delta_{a,U} + \sum_0^n \left(y^*_{Uj} + \frac{\partial W_{Qj}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial U_0}}{\delta_{p,U}} = - \frac{\partial W_{Q0}}{\partial Q_0}. \quad (17)$$

жения и активной мощности.

Аналогичными штрафными функциями можно учсть любые другие ограничения, необходимость введения которых может встретиться на практике. Их учет приводит только к появлению дополнительных членов в формулах для оптимального режима, не создавая дополнительных трудностей при расчёте и не внося ничего нового в методику. Заметим только, что для учета ограничений по нагрузке линий электропередачи удобнее прибавлять штрафную функцию не к издержкам энергосистемы, а к потерям активной мощности в сети. При этом получается требуемый результат, т. е. исключение недопустимых режимов из рассмотрения, но формулы получаются проще. Поэтому мы будем считать, что штрафные функции, учитывающие такие

легко показать, что при неучете ущербов, ограничений и статических характеристик потребителей уравнения (14) и (15) принимают обычный для метода относительных приростов вид.

Решение этих уравнений совместно с (3а) и (3б) позволяет найти оптимальный режим по всем переменным. Отдельное решение уравнения (14) позволяет найти наивыгоднейшее распределение активных мощностей при заданных законе изменения реактивных мощностей, коэффициентах трансформации трансформаторов и напряжении в балансирующем узле. Точно так же решение уравнения (15) позволяет при заданных распределении активных нагрузок, коэффициентах трансформации и напряжении найти оптимальное распределение реактивных нагрузок и т. п.

Условия получения абсолютного (глобального) минимума. Для ответа на вопрос, в каких случаях выведенные выше условия экстремума являются действительно условиями оптимального режима, а не условиями максимума, локального минимума и т. п., воспользуемся понятиями вогнутости и выпуклости функций и множеств [Л. 3].

При обычной форме расходных характеристик тепловых станций (характеристика относительных приростов — неубывающая функция нагрузки) все составляющие целевой функции I^* , определяемой формулой (П-1), являются вогнутыми функциями. Можно показать, что при этом целевая функция в целом также вогнута. Аналогичный характер имеют и ограничивающие условия (3). Поэтому функция Лагранжа, определяемая формулой (П-2), охватывает выпуклое множество точек. Таким образом, рассматриваемая задача сводится к задаче выпуклого математического программирования, для которой искомый экстремум является минимумом и притом абсолютным.

Однако из этого не следует, что этот минимум единственный (это было бы, если рассматриваемые функции были строго вогнутыми). В отдельных случаях (простейший пример — распределение нагрузки между станциями, имеющими постоянные и равные друг другу относительные приrostы) задача может иметь бесконечное число равноэкономичных решений, т. е. равных друг другу локальных минимумов.

Случаи нескольких неравных друг другу локальных минимумов, из которых нужно выбрать абсолютный, имеют место главным образом в связи с изменением состава работающих агрегатов. Рассмотрение этих случаев не входит в задачи настоящей статьи.

Выводы. Введение штрафных функций и функций ущерба приводит к сравнительно простой и единой для всех случаев логической схеме счета, что особенно важно при расчетах на вычислительных машинах, и позволяет учесть любые факторы, влияющие на выбор режима.

Кроме того, это дает возможность решить задачи, не имевшие до настоящего времени общего решения. К их числу относится, например, выбор режима в условиях дефицита реактивной мощности.

Приведенные формулы позволяют в этих условиях выбрать коэффициенты трансформации трансформаторов, напряжения в узлах и распределение активных и реактивных мощностей таким образом, чтобы обеспечить максимальное использование реактивной мощности генераторов и трансформаторов и получить наименьший ущерб от вынужденных отклонений напряжения у потребителей. При этом для регулирования напряжения используется не только реактивная мощность узлов, в которых напряжение отклоняется от нормы, но и реактивные мощности других узлов, а также в необходимых размерах перераспределяются активные нагрузки станций.

Приложение. Вывод условий оптимального режима. При введении штрафных функций целевая функция принимает следующий вид:

$$I^* = \sum_0^n u_i B^* i + \sum_0^n y^* U_i + \sum_0^n W_{Q_i} + \sum_1^l W_r. \quad (\text{П-1})$$

Задача заключается в определении условий минимума этого выражения при ограничениях в форме равенств (3).

Функция Лагранжа принимает следующий вид:

$$F = I^* + \lambda_1 \varphi_1 + \lambda_2 \varphi_2. \quad (\text{П-2})$$

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P^*}{\partial P_i} &= \sigma_{a,a_i}, \quad \frac{\partial P^*}{\partial Q_i} = \sigma_{a,p_i}, \quad \frac{\partial P^*}{\partial K_r} = \sigma_{a,K_r}, \\ \frac{\partial P^*}{\partial U_0} &= \sigma_{a,U}. \end{aligned}$$

Производные от P^* по тем же переменным обозначим теми же буквами с первым индексом «р».

Дифференцируя функцию Лагранжа по соответствующим переменным, получаем:

$$\frac{\partial F}{\partial P_0} = u_0 b^* + \frac{\partial W_{Q0}}{\partial P_0} + \lambda_1 = 0; \quad (\text{П-3а})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial P_i} &= u_i b_i + \sum_1^n \left(y^* U_j + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial P_i} + \\ &+ \frac{\partial W_{Qi}}{\partial P_i} + \lambda_1 \left\{ 1 - \left[\sigma_{a,a_i} + \sum_1^n \left(\frac{\partial P^*}{\partial P_j^H} \frac{\partial P_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \right. \\ &\left. \left. \left. + \frac{\partial P^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \frac{\partial P_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial P_i} \right] \right\} - \\ &- \lambda_2 \left[\sigma_{a,p_i} + \sum_1^n \left(\frac{\partial Q^*}{\partial P_j^H} \frac{d P_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{\partial Q^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial P_i} \right] = 0; \quad (\text{П-3б}) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial F}{\partial Q_0} = \frac{\partial W_{Q0}}{\partial Q_0} + \lambda_2 = 0; \quad (\text{П-4а})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial Q_i} &= \sum_1^n \left(y^* U_j + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial Q_i} + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial Q_i} - \\ &- \lambda_1 \left[\sigma_{a,p_i} + \sum_1^n \left(\frac{\partial P^*}{\partial P_j^H} \frac{d P_j^H}{d |U_j|} + \frac{\partial P^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{d P_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial Q_i} \right] + \lambda_2 \left\{ 1 - \left[\sigma_{p,p_i} + \sum_1^n \left(\frac{\partial Q^*}{\partial P_j^H} \frac{d P_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \right. \\ &\left. \left. \left. + \frac{\partial Q^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial Q_i} \right] \right\} = 0; \quad (\text{П-4б}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial K_r} &= \sum_0^n \left(y^* U_i + \frac{\partial W_{Qi}}{\partial |U_i|} \right) \frac{\partial |U_i|}{\partial K_r} + w_r - \lambda_1 \times \\ &\times \left[\sigma_{a,K_r} + \sum_0^n \left(\frac{\partial P^*}{\partial P_j^H} \frac{d P_j^H}{d |U_j|} + \frac{\partial P^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{d P_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial K_r} \right] - \lambda_2 \left[\sigma_{p,K_r} + \sum_0^n \left(\frac{\partial Q^*}{\partial P_j^H} \frac{d P_j^H}{d |U_j|} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{\partial Q^*}{\partial Q_j^H} \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} + \frac{d Q_j^H}{d |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial K_r} \right] = 0; \quad (\text{П-5}) \end{aligned}$$

Выбор оптимальных сечений линий сети при проектировании

Кандидат техн. наук Д. А. АРЗАМАСЦЕВ, инж. М. П. РУДНИЦКИЙ и инж. Ю. С. СКЛЯРОВ
Уральский политехнический институт им. Кирова

Выбор оптимальной схемы развития электрической сети условно делится на следующие этапы.

1. Разработка вариантов схем сети, отличающихся друг от друга конфигурацией и напряжением.

2. Выбор оптимальных сечений для каждого варианта в соответствии с минимумом расчетных затрат.

3. Сравнение вариантов по методу расчетных затрат и определение оптимального варианта.

В настоящей работе предлагается метод решения задачи на втором этапе при детерминированных графиках нагрузок. Идея выбора сечений проводов по условию минимума затрат была рассмотрена в несколько упрощенной постановке в [Л. 1].

Предлагаемый метод опирается на идеи динамического программирования и рассчитан, главным образом, на использование цифровых машин. При этом рассматривается сколь угодно сложная сеть заданной конфигурации и напряжения.

Метод позволяет учесть: конфигурацию графиков нагрузок; динамику роста нагрузок по годам; динамику изменения стоимости потерь по годам и различие в стоимости потерь для различных энергосистем; дискретность шкалы сечений проводов, а также ряд других факторов, не учитываемых или слишком приближенно учитываемых существующей методикой [Л. 2 и 3].

При решении поставленной задачи считаем известными:

а) детерминированные графики активных и реактивных нагрузок потребителей (суточные, сезонные или годовые) в мощностях или токах для каждого года рассматриваемого перспективного периода; при этом предполагается, что коэффициенты мощности ($\cos \phi$) потребителей в общем случае переменны;

б) генерирующие мощности (токи) точек питания, а также перетоки мощности (токи) в точках присоединения проектируемого района к энергосистеме (кроме балансирующей точки);

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial U_0} = & \sum_0^n \left(y^* u_j + \frac{\partial \Delta W_{QI}}{\partial |U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial |U_0|} - \\ & - \lambda_1 \left[\sigma_{AU} + \sum_0^n \left(\frac{\partial P^*}{\partial P_j^H} \frac{dP_j^H}{d|U_j|} + \frac{\partial P^*}{\partial Q_j^H} \frac{dQ_j^H}{d|U_j|} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{dP_j^H}{d|U_j|} \right) \frac{d|U_j|}{dU_0} \right] - \lambda_2 \left[\sigma_{PU} + \sum_0^n \left(\frac{\partial Q^*}{\partial P_j^H} \frac{dP_j^H}{d|U_j|} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\partial Q^*}{\partial Q_j^H} \frac{dQ_j^H}{d|U_j|} + \frac{dQ_j^H}{d|U_j|} \right) \frac{\partial |U_j|}{\partial U_0} \right] = 0. \quad (\text{П-6}) \end{aligned}$$

в) стоимость потерь энергии β (в общем случае изменяющаяся по годам и от системы к системе);

г) удельное сопротивление ρ материала проводов;

д) доля амортизационных отчислений α_a и расходов на обслуживание α_0 от стоимости линий;

е) нормативный коэффициент эффективности p_n .

Задача решается при следующих допущениях:

1. Графики нагрузок допускают кусочно-постоянную аппроксимацию.

2. Зависимость капиталовложений в линию от ее сечения допускает кусочно-линейную аппроксимацию.

3. Порядок ввода линий в эксплуатацию задан.

Расчетные затраты на сооружение и эксплуатацию сети при постоянных годовых эксплуатационных расходах, представляемые обычно в форме

$$Z = C + p_n K,$$

могут быть записаны в несколько ином виде:

$$Z = \alpha_k K + I, \quad (1)$$

где $\alpha_k = \alpha_k(\alpha_a, \alpha_0, p_n, T_c)$ — некоторый коэффициент приведения капиталовложений;

T_c — срок строительства сети;

I — годовые расходы на потери электроэнергии.

В дальнейшем принимается, что эксплуатация всех линий начинается одновременно. Однако предлагаемый метод позволяет учесть разновременность капиталовложений при заданном порядке ввода линий. Если годовые эксплуатационные расходы меняются от года к году, то для расчетных затрат согласно [Л. 4] в общем виде получим:

$$Z = \alpha_k K + \sum_{i=1}^T \gamma_i I_i, \quad (2)$$

где $\gamma_i = \gamma_i(p_n, i, T)$ — некоторый коэффициент приведения годовых эксплуатационных расходов I_i для года i ($i=1, 2, \dots, T$);

T — рассматриваемый перспективный период.

Литература

1. Cyprser R. J., Computer Search for Economical Operation a Hydrothermal Electric System, AIEE Transactions, т. IIIB, 1954.

Перевод на русский язык см. в сборнике «Выбор экономичного режима энергосистем с гидростанциями», серия «Энергетика за рубежом», Госэнергоиздат, 1959.

2. Гориштейн В. М., Располагаемая реактивная мощность генератора, «Электрические станции», 1939, № 12.

3. Дж. Б. Денис, Математическое программирование и электрические цепи, Изд-во иностранной литературы, 1961.

10.11.1963]



Рассмотрим более подробно отдельные слагающие формулы (2). Для компактности записи, а также для того, чтобы представить расчеты в форме, удобной для реализации алгоритма на вычислительной машине, будем вести дальнейшее изложение по возможности в векторно-матричной форме. Пусть имеется сеть, состоящая для данного варианта схемы из $M\{1, 2, \dots, m, \dots, M\}$ узлов¹ и $N\{1, 2, \dots, n, \dots, N\}$ связывающих их ЛЭП-ветвей. Капиталовложения K в такую сеть могут быть записаны в виде скалярного произведения:

$$K = \vec{K}_0 \vec{e}, \quad (3)$$

где \vec{K}_0 представляет N -мерный вектор капиталовложений на единицу длины (см. приложение); \vec{e} — N -мерный вектор длин линий сети.

Для записи потерь электроэнергии в год i разобьем предварительно этот год на интервалы времени $\Delta t_{h(i)}$, где

$$h(i) = 1, 2, \dots, H(i); \quad \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \Delta t_{h(i)} = 8760 \text{ ч},$$

внутри которых ни один из внешних токов не изменяется, и назовем эти интервалы интервалами постоянства нагрузок (рис. 1). Для каждого такого интервала могут быть найдены токи в линиях сечения по законам Ома и Кирхгофа. Обозначим через $I_{n, h(i)}$ модуль полного тока в линии n в интервале $\Delta t_{h(i)}$ года i . Тогда потери электроэнергии в сети за год i можно записать в следующем виде:

$$A_i = \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \sum_{n=1}^N 3I_{n, h(i)}^2 R_n \Delta t_{h(i)}, \quad (4)$$

где R_n — активное сопротивление линии n , равное

$$R_n = \frac{\rho_n l_n}{q_n};$$

ρ_n , l_n , q_n — соответственно удельное сопротивление, длина и сечение провода линии n .

Введем N -мерный вектор $\vec{I}_{h(i)}^2$ квадратов модулей полных токов линий $I_{n, h(i)}^2$ ($n = 1, 2, \dots, N$) в интервале $\Delta t_{h(i)}$ и N -мерный вектор \vec{R} сопротивлений линий с координатами R_n ($n = 1, 2, \dots, N$). Тогда выражение (4) можно записать иначе:

$$A_i = \sum_{h(i)=1}^{H(i)} 3\vec{I}_{h(i)}^2 \vec{R} \Delta t_{h(i)}. \quad (5)$$

Выразим годовые расходы на потери электроэнергии I_i в виде

$$I_i = \beta_i A_i, \quad (6)$$

где β_i — стоимость единицы потерь электроэнергии в год i .

Тогда, принимая во внимание выражения (3), (5)

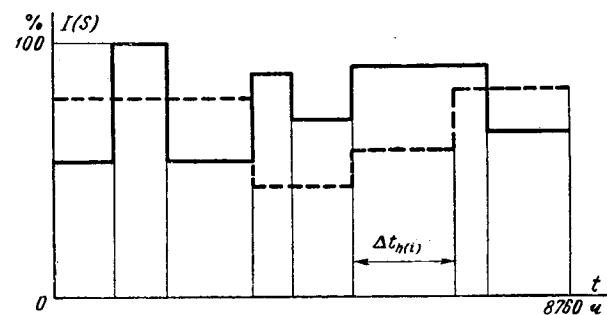


Рис. 1. Построение интервалов постоянства нагрузок при заданных годовых графиках.

и (6), расчетные затраты (2) можно записать следующим образом:

$$\mathcal{Z} = \alpha_k \vec{K}_0 \vec{e} + \sum_{i=1}^T \alpha_i \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \vec{I}_{h(i)}^2 \vec{R} \Delta t_{h(i)}, \quad (7)$$

где $\alpha_i = 3\beta_i \gamma_i$.

Расчетные затраты (7) являются функцией сечений и токов, при этом сечения и токи должны удовлетворять условиям связи в виде законов Ома и Кирхгофа. Обозначим через $\vec{I}_{h(i)}^b$ N -мерный вектор внешних токов с координатами $I_{m, h(i)}$ ($m = 1, 2, \dots, M$), а через $\vec{I}_{h(i)}$ — N -мерный вектор токов линий с координатами $I_{n, h(i)}$ ($n = 1, 2, \dots, N$). Тогда для интервала $\Delta t_{h(i)}$ согласно [Л. 5] первый и второй законы Кирхгофа можно выразить в форме

$$\left. \begin{array}{l} \Pi \vec{I}_{h(i)} = -\vec{I}_{h(i)}^b \\ \Gamma^t [Z] \vec{I}_{h(i)} = 0 \end{array} \right\} \text{для } \begin{cases} h(i) = 1, 2, \dots, H(i); \\ i = 1, 2, \dots, T, \end{cases}$$

где Π — матрица соединений сети;

Γ^t — транспонированная матрица контуров сети;

$[Z]$ — диагональная матрица полных сопротивлений линий сети.

Рассматривая последние уравнения совместно, получаем объединенное уравнение

$$B \vec{I}_{h(i)} = (-\vec{I}_{h(i)}^b, 0) \text{ для } \begin{cases} h(i) = 1, 2, \dots, H(i); \\ i = 1, 2, \dots, T, \end{cases}$$

где $B = \begin{bmatrix} \Pi & \\ \Gamma^t [Z] & \end{bmatrix}$ — квадратная неособенная матрица порядка N ;

$(-\vec{I}_{h(i)}^b, 0)$ — N -мерный вектор, M первых координат которого есть координаты вектора $-\vec{I}_{h(i)}^b$; а $N - M$ последующих координат равны нулю.

Учитывая, что сечения линий ограничены некоторыми пределами, дадим следующую математическую формулировку задачи. Минимизировать функцию расчетных затрат (7)

$$\mathcal{Z} = \alpha_k \vec{K}_0 \vec{e} + \sum_{i=1}^T \alpha_i \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \vec{I}_{h(i)}^2 \vec{R} \Delta t_{h(i)}$$

при условиях связи

$$B \vec{I}_{h(i)} = (-\vec{I}_{h(i)}^b, 0) \text{ для } \begin{cases} h(i) = 1, 2, \dots, H(i); \\ i = 1, 2, \dots, T, \end{cases} \quad (8)$$

¹ Мы называем точку схемы узлом, если в ней сходятся две или больше ветвей, при этом нагрузка и генерация в точке считаются ветвями и называются внешними токами.

и ограничениях

$$q_{n \min} \leq q_n \leq q_{n \max} \text{ для } n = 1, 2, \dots, N. \quad (9)$$

Прежде чем переходить к решению задачи, заметим, что при известных типах линий матрица $[Z]$ однозначно определяется вектором сечений \vec{q} с координатами $q_n (n = 1, 2, \dots, N)$ при заданных удельных сопротивлениях и длинах линий. Поэтому, учитывая уравнения (8), получаем, что вектор \vec{q} однозначно определяет систему векторов $\vec{I}_{h(i)}$ при заданных Π и Γ и системе векторов $\vec{I}_{h(i)}^b (h(i) = 1, 2, \dots, H(i); i = 1, 2, \dots, T)$. Будем обозначать эту систему векторов \vec{I}_q , подчеркнув этим тот факт, что данная система векторов соответствует вектору \vec{q} . Обратное, вообще говоря, неверно. Некоторой системе векторов I соответствует множество (обозначим его σ_I) векторов \vec{q} , являющихся решениями систем уравнений (8) при подстановке в них системы векторов I и удовлетворяющих ограничениям (9). Нетрудно заметить, что это множество является N -мерным ограниченным многообразием. Таким образом, среди $N + N \sum_{i=1}^T H(i)$

переменных (N сечений и $N \sum_{i=1}^T H(i)$ токов), от которых зависит величина расчетных затрат, только N являются независимыми, а остальные $N \sum_{i=1}^T H(i)$ опре-

деляются через N независимых из условий связи (8), представляющих $N \sum_{i=1}^T H(i)$ независимых уравнений.

Примем за независимые переменные сечения ЛЭП сети, т. е. вектор \vec{q} . Тогда, определив оптимальный вектор \vec{q}^{op} , дающий минимум функции (7), мы определим тем самым вместе с (8) всю систему оптимальных переменных. Будем решать сформулированную задачу методами динамического программирования [Л. 6]. Назовем вектор \vec{q} стратегией или поведением. Если вектор $\vec{q} \in \sigma_I$ для данной системы векторов I , то назовем вектор \vec{q} допустимой стратегией или допустимым поведением. Допустимую стратегию \vec{q}^{op} , доставляющую минимум функции (7), будем называть оптимальной стратегией. Ввиду сложности выражений (7), (8), (9) целесообразно, не прибегая к выводу функционального уравнения, воспользоваться методом последовательных приближений, причем приближения осуществлять в пространстве стратегий [Л. 6], исходя из принципа оптимальности.

Пусть \vec{q}_0 — некоторая стратегия, которую мы примем в качестве начальной. Ей соответствует система векторов I_{q_0} . При этом расчетные затраты, очевидно, будут равны:

$$\mathcal{Z}_0 = \mathcal{Z}(\vec{q}_0, I_{q_0}).$$

Чтобы улучшить стратегию \vec{q}_0 , определим стратегию \vec{q}_1 так, чтобы она минимизировала

$$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}(\vec{q}_1, I_{q_0}).$$

Новая стратегия \vec{q}_1 может либо принадлежать, либо не принадлежать множеству $\sigma_{I_{q_0}}$. Если $\vec{q}_1 \in \sigma_{I_{q_0}}$, то решение на этом заканчивается. Вектор \vec{q}_1 минимизирует функцию расчетных затрат и удовлетворяет условиям связи. Нетрудно видеть, что это произойдет в случае чисто радиальной сети. Если $\vec{q}_1 \notin \sigma_{I_{q_0}}$, то определим систему токов I_{q_1} из уравнения (8) так, чтобы она соответствовала вектору \vec{q}_1 . Тогда расчетные затраты будут равны

$$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}(\vec{q}_1, I_{q_1}) \leq \mathcal{Z}(\vec{q}_0, I_{q_0}).$$

Однако теперь вектор \vec{q}_1 уже не доставляет минимума функции затрат, так как он был определен из условия минимума функции $\mathcal{Z}_0 = \mathcal{Z}(\vec{q}_1, I_{q_0})$. Поэтому определим \vec{q}_2 так, чтобы она минимизировала

$$\mathcal{Z}_2 = \mathcal{Z}(\vec{q}_2, I_{q_1}).$$

Продолжая этот процесс, мы получим последовательность стратегий $\vec{q}_0, \vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_j, \dots$, обладающую тем свойством, что для соответствующей ей последовательности функций затрат $\mathcal{Z}_0, \mathcal{Z}_1, \mathcal{Z}_2, \dots, \mathcal{Z}_j, \dots$ справедливы следующие неравенства:

$$\mathcal{Z}_0 \geq \mathcal{Z}_1 \geq \mathcal{Z}_2 \geq \dots \geq \mathcal{Z}_j \geq \dots$$

Процесс последовательных приближений можно окончить при выполнении условия

$$|\mathcal{Z}(\vec{q}_{j+1}, I_{q_j}) - \mathcal{Z}(\vec{q}_{j+1}, I_{q_{j+1}})| \leq \varepsilon, \quad (10)$$

где ε — достаточно малое число.

Изложим теперь конкретный алгоритм решения задачи при записи функции затрат в виде (7), условий связи в виде (8) и ограничений в виде (9). В качестве начальной стратегии выберем вектор \vec{q}_0 с координатами $q_{10} = q_{20} = \dots = q_{N0}$, тем самым в качестве начальной системы векторов I_{q_0} примем токораспределение по длинам. При определении стратегии \vec{q}_1 будем считать, что нелинейная зависимость капиталовложений на единицу длины в линию n от ее сечения $f_n(q_n)$ аппроксимирована прямой

$$f_n(q_n) \approx a_n + b_n q_n,$$

проходящей через крайние точки действительной кривой с координатами $q_{n \min}$, $f_n(q_{n \min})$ и $q_{n \max}$, $f_n(q_{n \max})$. Тогда функцию затрат (7) можно записать в виде

$$\mathcal{Z} = a_k \sum_{n=1}^N (a_n + b_n q_n) l_n + \sum_{i=1}^T \alpha_i \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \vec{I}_{0, h(i)}^2, \quad (11)$$

где $\vec{I}_{0, h(i)}^2$ определены исходя из токораспределения по длинам в нулевом приближении.

Продифференцируем эту функцию по координатам вектора \vec{q} , считая их независимыми переменными. При

этом в соответствии с ранее изложенным будем считать токи в линиях не зависящими от сечений. Полученные производные приравняем нулю. Тем самым мы найдем вектор \vec{q}'_1 , минимизирующий функцию затрат $Z_0 = Z(\vec{q}_1, I_{q_0})$ и не учитывающий ограничения (9). Координаты этого вектора определяются из уравнений $\frac{\partial Z}{\partial q_n} = 0$ ($n = 1, 2, \dots, N$) и будут равны:

$$q'_{n,1} = \sqrt{\sum_{i=1}^T \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \frac{\alpha_i p_n}{\alpha_h b_n} I_{n,0,h(i)}^2 \Delta t_{h(i)}}, \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

Учтем теперь ограничения (9). Если некоторые координаты вектора \vec{q}'_1 выходят за допустимые пределы, то принимаем их равными этим пределам. При этом вектор \vec{q}'_1 заменяется на вектор \vec{q}_1 . Заметим сразу же, что на каждом шаге оптимизация производится по всем переменным (в том числе и по ограниченным), так как в процессе последовательных приближений ограниченные координаты могут вновь попасть в область (9) и, наоборот, ранее не ограниченные координаты могут выйти за пределы ограничений. Зная вектор сечений \vec{q}_1 , мы можем, начиная со второго шага, пользоваться записью зависимости капиталоизложений в линии от ее сечения в виде П-3 (см. приложение). Тогда для определения сечений в j -й итерации получим рекуррентные соотношения

$$q'_{n,j} = \sqrt{\sum_{i=1}^T \sum_{h(i)=1}^{H(i)} \frac{\alpha_i p_n}{\alpha_h b_n^v} I_{n,j-1,h(i)}^2 \Delta t_{h(i)}}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (12)$$

где $I_{n,j-1,h(i)}$ — ток линии n в интервале постоянства нагрузок $\Delta t_{h(i)}$ в $j-1$ -й итерации;

b_n^v — тангенс угла наклона прямой, аппроксимирующей зависимость капиталоизложений в линии от ее сечения на интервале v .

Если не учитывать ограничения (9), то можно доказать, что процесс улучшения стратегий будет сходиться к оптимальной стратегии в общем случае при неограниченном увеличении числа шагов. Не вдаваясь в подробности заметим следующее. Всю совокупность преобразований, позволяющих по некоторому вектору \vec{q}_j получать вектор \vec{q}_{j+1} такой, что

$$Z(\vec{q}_{j+1}, I_{q,j}) \leq Z(\vec{q}_j, I_{q,j}),$$

можно представить как некоторый оператор F , отображающий полное метрическое пространство Q всех векторов \vec{q} в то же пространство [Л. 7]:

$$\vec{q}_{j+1} = F\vec{q}_j.$$

Тогда согласно определению оптимального вектора $\vec{q}^{\text{оп}}$, последний, если он существует, будет представлять неподвижную точку оператора F , так

как для вектора $\vec{q}^{\text{оп}}$ должно быть справедливо равенство

$$\vec{q}^{\text{оп}} = F\vec{q}^{\text{оп}}.$$

Можно показать, что оператор F является оператором сжатия. Но согласно известной теореме Банаха [Л. 7], если оператор сжатия отображает полное метрическое пространство в самого себя, то он имеет единственную неподвижную точку и эта точка может быть получена методом последовательных приближений при любой начальной точке \vec{q}_0 . Таким образом, получаем, что процесс последовательных приближений сходится к единственной оптимальной стратегии $\vec{q}^{\text{оп}}$ при любой начальной стратегии \vec{q}_0 . Практическим критерием достижения минимума затрат может быть следующая группа неравенств:

$$|q_{n,i+1} - q_{n,i}| \leq \epsilon, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (13)$$

Если учитывать ограничения (9), то получить строгое доказательство сходимости последовательности Z_j ($j = 1, 2, \dots$) в общем случае трудно. Понятно, что при расчетах описанным методом в этих условиях не исключаются случаи зацикливания процесса вычислений. На это обстоятельство авторам указали В. Г. Холмский и Ю. В. Щербина, которым авторы приносят свою благодарность. Совершенно определенно можно только сказать, что последовательность Z_j ограничена, и что сходимость (если она имеет место) может быть не монотонной. Специальные исследования сходимости процесса при рассматриваемых ограничениях выходят за рамки настоящей работы, поэтому ограничиваемся следующими рекомендациями.

Пусть в процессе расчета некоторое сечение q_n (или ряд сечений) выходят за один из пределов ограничений q_n пред на величину Δq_n , и при дальнейшем расчете остается за пределами допустимой области. В этих условиях возможны три случая.

1. Величина Δq_n меньше половины примыкающего к q_n пред стандартного интервала сечений. В этом случае замена $q'_{n,j}$ предельным значением q_n пред аналогична округлению сечения до ближайшего стандартного, и эта операция, очевидно, почти, не скажется на токораспределении, а следовательно, и на величине функции затрат. Полученные в результате округления сечения могут быть приняты в качестве оптимальных.

2. Величина Δq_n больше половины примыкающего к q_n пред стандартного интервала сечений, причем q_n пред = $q_{n \text{ мин}}$. Ввиду того, что нижний предел ограничений $q_{n \text{ мин}}$ обычно весьма мал по величине и поскольку $q'_{n,j} < q_{n \text{ мин}}$, то ток в линии n будет также невелик. В этих условиях замена $q'_{n,j}$ на $q_{n \text{ мин}}$ также не приведет к ощутимому изменению токов в остальной сети. Полученные в результате такого учета ограничений сечения могут быть приняты в качестве оптимальных. Исключение составляют линии напряжением 220 кв и выше, для которых нижний предел ограничений $q_{n \text{ мин}}$ представляет значительную величину.

3. Величина Δq_n больше половины примыкающего к q_n пред стандартного интервала сечений, при-

чем $q_{n\text{ пред}} = q_{n\text{ макс}}$, а для линий напряжением 220 кв и выше, кроме того, $q_{n\text{ пред}} = q_{n\text{ мин}}$. В этом случае простая замена $q'_{n,j}$ на $q_{n\text{ пред}}$ может не привести к точке минимума. Полученные в результате сечения можно рассматривать как первое приближение, а действительный минимум, лежащий, очевидно, на границе области (9), отыскивать специальными методами. Этот вопрос в настоящей работе не рассматривается.

Поскольку мы допустили, что координаты вектора сечений могут принимать континуальное множество значений из N -мерного евклидова промежутка (9), то координаты оптимального вектора в общем случае будут отличаться от стандартных значений сечений. Не останавливаясь на доказательстве, укажем, что округление сечений следует производить в сторону ближайших стандартных; при этом после округления одного какого-либо сечения нужно вновь находить оптимальное значение для неокругленных еще сечений.

Описанный метод позволяет решать задачу определения оптимальных сечений вполне строго, если имеются все указанные выше данные. Нетрудно видеть, что метод применим и в случае, если часть данных отсутствует, а часть задана приближенно. Разумеется, точность расчетов соответственно снижается. При этом метод упрощается, и на определенной ступени его можно применять и для ручных расчетов. Так будет, например, в случае, если отсутствуют графики нагрузок потребителей, а заданы лишь годовой максимум и число часов его использования для каждой нагрузки или если нагрузки потребителей неизменны от года к году и в ряде других случаев.

Выводы. 1. Предлагаемый метод строго математически использует идею минимума расчетных затрат при изменяющихся эксплуатационных расходах и поэтому свободен от недостатков, присущих некоторым другим методам (например, метод экономической плотности тока).

2. Метод позволяет отыскивать оптимальные сечения проектируемой сети при детерминированных нагрузках с учетом всех необходимых факторов.

3. Точность метода зависит только от точности исходных данных.

4. Метод позволяет довольно просто алгоритмизировать процесс вычислений и использовать цифровые вычислительные машины.

Приложение. Капитальные затраты в линии n на единицу длины есть нелинейная функция $f_n(q_n)$ сечения линии q_n . Подвергнем функцию $f_n(q_n)$ кусочно-линейной аппроксимации [Л. 8], рассматривая ее на отрезке

$$q_{n\text{ мин}} \leq q_n \leq q_{n\text{ макс}},$$

как сумму функций

$$f_n^v(q_n) = a_n^v E(q_n) + q_n b_n^v E(q_n). \quad (\text{П-1})$$

Функция $f_n^v(q_n)$ равна нулю везде, кроме отрезка $q_{n-1} \leq q_n \leq q_n$, на котором она равна отрезку прямой, проходящей через точки с координатами q_{n-1} , $f_n(q_{n-1})$ и q_n , $f_n(q_n)$.

Здесь обозначено:

$q_v (v = 1, 2, \dots, V)$ — стандартные сечения проводов;
 a_n^v, b_n^v — соответственно начальное значение и тангенс угла наклона прямой, аппроксимирующей функцию $f_n(q_n)$ на отрезке $q_{v-1} \leq q_n \leq q_v$ между двумя соседними стандартными сечениями;

$E(q_n)$ — переключатель [Л. 8], равный нулю везде, кроме отрезка $q_{v-1} \leq q_n \leq q_v$, на котором он равен единице.

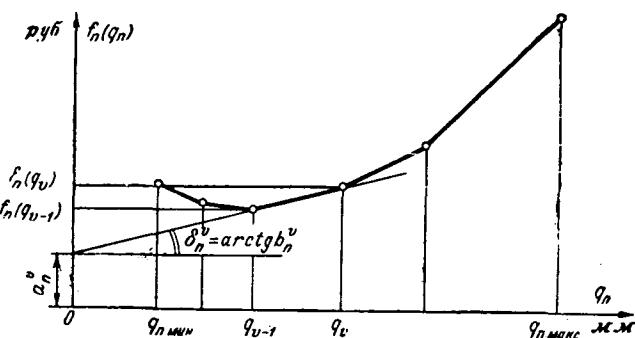


Рис. 2. Построение кусочно-линейной аппроксимации зависимости капиталовложений в линии от ее сечений.

Тогда в принятых обозначениях

$$f_n(q_n) \cong \sum_{v=1}^V a_n^v \sum_{q_{v-1}}^{q_v} E(q_n) + q_n \sum_{v=1}^V b_n^v E(q_n) \quad (\text{П-2})$$

(рис. 2). Если теперь ввести N -мерный вектор \vec{K}_0 с координатами

$$\left\{ \sum_{v=1}^V a_n^v E(q_n) \right\}, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

и N -мерный вектор \vec{K}'_0 с координатами

$$\left\{ q_n \sum_{v=1}^V b_n^v E(q_n) \right\}, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

то вектор капиталовложений на единицу длины линии можно записать в следующем виде:

$$\vec{K}_0 = \vec{K}'_0 + \vec{K}''_0. \quad (\text{П-3})$$

Литература

1. Карапов Р. И. и Мельников Н. А., Выбор экономически выгодных сечений проводов при проектировании электрических сетей, Труды ВЭЭИ, вып. 7, Госэнергоиздат, 1957.

2. Глазунов А. А. и Глазунов А. А., Электрические сети и системы, Госэнергоиздат, 1960.

3. Грудинский П. Г. и Приклонский Е. Н., Нормы на экономическую плотность тока, «Электричество», 1957, № 3.

4. Вааг А. А. и Захаров С. Н., Методы экономической оценки в энергетике, Госэнергоиздат, 1962.

5. Максимович Н. Г., Линейные электрические цепи и их преобразования, Госэнергоиздат, 1961.

6. Беллман Р., Динамическое программирование, Изд-во иностранной литературы, 1960.

7. Вулих Б. З., Введение в функциональный анализ, Физматлит, 1958.

8. Иванов А. Л., Начала аналитической теории разрывных функций и расчет нелинейных электрических цепей, «Электричество», 1960, № 9.

[25.1.1965]



Работа полупроводниковых неуправляемых выпрямителей при несимметричных режимах

Инж. Г. Б. ЧЕРНИКОВ

Волжская ГЭС имени XXII съезда КПСС

Полупроводниковые выпрямители широко используются в схемах автоматики, регулирования, сигнализации и релейной защиты. При различных неисправностях отдельных элементов (повреждение отдельных вентилей, обрыв или короткое замыкание питающего трансформатора, несимметрия питающих напряжений, токов и т. д.) эти схемы работают в несимметричных режимах. Так, например, трехфазная нулевая схема при повреждении (обрыве) в одном вентиле превращается в схему с нулевым выводом с векторами питающего напряжения, сдвинутыми на 120 эл. град.

Выпрямители устройств компаундирования генераторов при несимметричных коротких замыканиях имеют напряжения питания, в общем случае разные по величине и сдвинутые друг относительно друга на различные углы. Анализ работы выпрямительных схем в этих условиях представляет известный интерес не только с точки зрения определения выходных величин (выпрямленные ток и напряжение), но и с точки зрения допустимости этих режимов для выпрямителей.

Ниже приведены формулы, характеризующие работу полупроводниковых выпрямителей при несимметричных режимах. Приняты следующие допущения: обратный ток и прямое падение напряжения в вентилях равны нулю, активное и индуктивное сопротивления источника питания равны нулю. При необходимости эти параметры могут быть учтены обычными методами.

Схема с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке (рис. 1). Выпрямленный ток, предполагаемый непрерывным, в этом случае может быть определен из дифференциального уравнения

$$i_d r_d + x_d \frac{di_d}{d\vartheta} = \sqrt{2} E \sin \vartheta. \quad (1)$$

Решая его, получаем:

для промежутка времени $0 - \pi$

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\vartheta - \varphi + \gamma) + \\ + \left[I_{d01} + \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\varphi - \gamma) \right] e^{-\frac{\vartheta}{\tau}}; \quad (2)$$

для промежутка времени $\pi - 2\pi$

$$i_{a2} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\vartheta + \pi - \varphi - \gamma) + \\ + \left[I_{d02} + \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\varphi + \gamma) \right] e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}}; \quad (3)$$

здесь E — эффективное значение фазного напряжения;

I_{d01} — начальное значение тока i_{a1} ;

I_{d02} — начальное значение тока, i_{a2} ;

$$z_d = \sqrt{r_d^2 + x_d^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{x_d}{r_d}; \quad \tau = \frac{x_d}{r_d}.$$

При $\vartheta = \pi$ имеем $i_{a1} = I_{d02}$, откуда

$$I_{d02} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\pi - \varphi + \gamma) + \\ + \left[I_{d01} + \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\varphi - \gamma) \right] e^{-\frac{\pi}{\tau}}. \quad (4)$$

При $\vartheta = 2\pi$, когда $i_{a2} = I_{d01}$, получим:

$$I_{d01} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(3\pi - \varphi - \gamma) + \\ + \left[I_{d02} + \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \sin(\varphi + \gamma) \right] e^{-\frac{\pi}{\tau}}. \quad (5)$$

Из уравнений (4) и (5) определяем значения начальных токов

$$I_{d01} = \frac{\sqrt{2} E \sin(\varphi + \gamma) + \sin(\varphi - \gamma)}{z_d} e^{-\frac{\pi}{\tau}}; \quad (6)$$

$$I_{d02} = \frac{\sqrt{2} E \sin(\varphi - \gamma) + \sin(\varphi + \gamma)}{z_d} e^{-\frac{\pi}{\tau}}. \quad (7)$$

Подставляя значения I_{d01} , I_{d02} из (6) и (7) в (2) и (3), находим выражения для токов вентилей:

на участке $0 - \pi$

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \left\{ \sin(\vartheta - \varphi + \gamma) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\sin(\varphi + \gamma) + \sin(\varphi - \gamma)}{1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}} \right] e^{-\frac{\vartheta}{\tau}} \right\}, \quad (8)$$

на участке $\pi - 2\pi$

$$i_{a2} = \frac{\sqrt{2} E}{z_d} \left\{ \sin(\vartheta + \pi - \varphi - \gamma) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\sin(\varphi - \gamma) + \sin(\varphi + \gamma)}{1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}} \right] e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} \right\}. \quad (9)$$

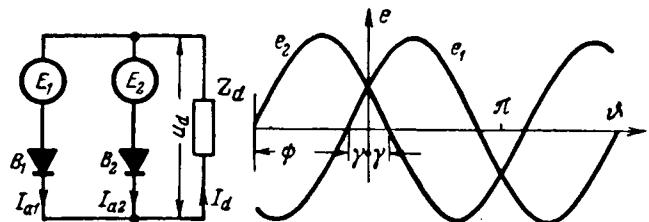


Рис. 1.

Нетрудно видеть, что при $\gamma = 0$ (соответствует обычной схеме с нулевым выводом при напряжениях E_1 и E_2 в противофазе), получим известную формулу для выпрямленного тока:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2\sin\varphi}{e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}}} e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} \right].$$

Практически удобнее пользоваться не углом γ , а углом ψ между E_1 и E_2 , определяемым из соотношения

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{\psi}{2}.$$

В этом случае уравнения (8) и (9) принимают вид:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left\{ \cos\left(\vartheta - \varphi - \frac{\psi}{2}\right) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\cos\left(\varphi - \frac{\psi}{2}\right) - \cos\left(\varphi + \frac{\psi}{2}\right)}{e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}}} \right] e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} \right\}; \quad (10)$$

$$i_{a2} = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left\{ \cos\left(\vartheta - \varphi + \frac{\psi}{2}\right) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\cos\left(\varphi - \frac{\psi}{2}\right) - \cos\left(\varphi + \frac{\psi}{2}\right)}{e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}}} \right] e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} \right\}. \quad (11)$$

Среднее значение тока через вентили находится следующим образом:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[\int_0^{\pi} \sin(\vartheta - \varphi + \gamma) d\vartheta + \right. \\ \left. + I_0 \int_0^{\pi} e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} d\vartheta \right] = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[2\cos(\gamma - \varphi) - I_0 e^{-\frac{\pi}{\tau}} + I_0 \tau \right] = \\ = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[2\sin\left(\varphi + \frac{\psi}{2}\right) - I_0 e^{-\frac{\pi}{\tau}} + I_0 \tau \right]; \quad (12)$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[\int_{\pi}^{2\pi} \sin(\vartheta + \pi - \varphi - \gamma) d\vartheta + \right. \\ \left. + I_0 \int_{\pi}^{2\pi} e^{-\frac{\vartheta-\pi}{\tau}} d\vartheta \right] = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[2\cos(\varphi + \gamma) - I_0 e^{-\frac{\pi}{\tau}} + I_0 \tau \right] = \\ = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[-2\sin\left(\varphi - \frac{\psi}{2}\right) - I_0 e^{-\frac{\pi}{\tau}} + I_0 \tau \right], \quad (13)$$

где

$$I_0 = \frac{\cos\left(\varphi - \frac{\psi}{2}\right) - \cos\left(\varphi + \frac{\psi}{2}\right)}{e^{-\frac{\pi}{\tau}}}.$$

Выражение для U_d имеет вид:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left(1 + \sin \frac{\psi}{2} \right) - \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \left(1 - \sin \frac{\psi}{2} \right) = \\ = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \sin \frac{\psi}{2}.$$

Среднее значение выпрямленного тока равно:

$$I_d = I_1 + I_2 = \frac{u_d}{r_d} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi r_d} \sin \frac{\psi}{2} = I_{d20} \sin \frac{\psi}{2} \quad (14)$$

и не зависит от ψ , если выпрямленный ток непрерывен. Здесь I_{d20} — среднее значение выпрямленного тока в обычной двухфазной нулевой схеме, где $\psi = \pi$. При отказе (обрыве) одного вентиля в трехфазной нулевой схеме ($\psi = \frac{2}{3}\pi$) среднее значение тока в нагрузке уменьшается в

$$\frac{1,17\pi}{2\sqrt{2}\sin \frac{\psi}{2}} = \frac{1,17 \cdot 3,14}{2 \cdot 1,41 \cdot 0,866} = 1,5 \text{ раза.}$$

Из (12) и (13) получаем:

$$I_1 - I_2 = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi z_d} \left[2\sin\left(\varphi + \frac{\psi}{2}\right) + 2\sin\left(\varphi - \frac{\psi}{2}\right) \right] = \\ = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi z_d} \sin \varphi \cos \frac{\psi}{2}. \quad (15)$$

Решая совместно уравнения (14) и (15), находим:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi r_d} \left(\sin \frac{\psi}{2} + \frac{\sin 2\varphi}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right); \quad (16)$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi r_d} \left(\sin \frac{\psi}{2} - \frac{\sin 2\varphi}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right). \quad (17)$$

Таким образом, средние значения токов через вентили при рассматриваемом несимметричном режиме отличаются от этих же значений при симметричном режиме только постоянными коэффициентами, зависящими от φ и ψ . Среднее значение тока в нагрузке при этом, как показано выше, от φ не зависит.

Все приведенные соотношения получены в предположении, что ток I_d непрерывен. Условие непрерывности токов i_{a1} и i_{a2} получим, приравняв нулю выражения (8) и (9) для моментов времени $\vartheta = \pi$ и $\vartheta = \pi + \gamma$. Для тока первого вентиля имеем:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left[\sin(\pi - \varphi + \gamma) + \right. \\ \left. + \frac{\sin(\varphi + \gamma) + \sin(\varphi - \gamma)}{e^{-\frac{\pi}{\tau}}} e^{-\frac{\pi}{\tau}} \right] = 0,$$

т. е.

$$\sin(\varphi - \gamma) + \sin(\varphi + \gamma) e^{-\frac{\pi}{\tau}} = 0. \quad (18)$$

Из уравнения (18) может быть найден максимальный угол γ , когда при данном φ ток i_{a1} еще непрерывен:

$$\operatorname{tg} \gamma = \operatorname{tg} \varphi \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}} \quad (19)$$

или

$$\operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} = \operatorname{tg} \varphi \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}}.$$

Из (19) следует, что если угол γ не превышает или по крайней мере равен φ , то ток i_{a1} непрерывен.

Продолжительность λ_1 работы вентиля при прерывистом режиме может быть найдена из выражения (8) при $\theta = \lambda_1$:

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left[\sin(\lambda_1 - \varphi + \gamma) + I_0 e^{-\frac{\lambda_1}{\tau}} \right] = 0;$$

$$\sin(\lambda_1 - \varphi + \gamma) + I_0 e^{-\frac{\lambda_1}{\tau}} = 0.$$

Для тока второго вентиля условие непрерывности запишется в виде

$$i_{a2} = \frac{\sqrt{2}E}{z_d} \left[\sin(2\pi - \varphi - \gamma + \gamma) + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin(\varphi - \gamma) + \sin(\varphi + \gamma)}{1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}} e^{-\frac{\lambda_1}{\tau}} \right] = 0,$$

что дает

$$e^{-\frac{\pi}{\tau}} + 2 \cos \gamma e^{-\frac{\lambda_1}{\tau}} - 1 = 0. \quad (20)$$

Продолжительность горения вентиля на участке от π до $\pi + \gamma$ может быть определена из уравнения (9) при $\theta = \lambda_2' + \pi$. При этом получаем:

$$\sin(\lambda_2' - \varphi - \gamma) + I_0 e^{-\frac{\lambda_2'}{\tau}} = 0.$$

Полная продолжительность горения вентиля 2 при прерывистом режиме работы равна:

$$\lambda_2 = \pi - \gamma + \lambda_2'.$$

Оба рассмотренных случая несимметрии могут быть применены, например, для определения токов в трехфазной нулевой схеме при повреждении (обрыве) одного из вентилей. В таблице приведены подсчитанные по вышеприведенным формулам средние значения токов вентилей и нагрузки в трехфазной нулевой схеме, работающей с отключенным вентилем, при различных встречающихся на практике значениях φ . Там же указаны наибольшие амплитудные значения тока через вентиль, вычислен-

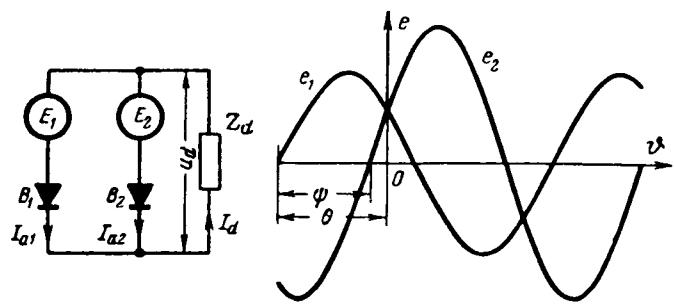


Рис. 2.

ные по формуле (8), и напряжения на нагрузке при нормальном и несимметричном режимах.

Как следует из таблицы, амплитудные значения токов при рассматриваемом несимметричном режиме не превышают амплитудных значений при нормальном трехвентильном режиме. Таким образом, при отказе одного из вентилей в трехфазной нулевой схеме средние значения токов через вентили могут возрасти в 1,07—1,28 раза в зависимости от коэффициента мощности нагрузки, а среднее значение тока в нагрузке и напряжения на нагрузке может в зависимости от угла φ уменьшаться до 0,67—0,715 от соответствующих величин в полновентильном режиме. Амплитудные значения тока через вентили при этом режиме меньше, чем при симметричном (полновентильном) режиме.

Схема с нулевым выводом при разных по величине и фазе напряжениях при чисто активной нагрузке (рис. 2). Выпрямленное напряжение в этом случае определяется из уравнения

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \sqrt{2}E_1 \sin \theta d\theta +$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\psi} \sqrt{2}E_2 \sin(\theta - \psi) d\theta =$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \{E_1(1 - \cos \theta) + E_2[1 + \cos(\theta - \psi)]\}.$$

где θ находится из выражения

$$\theta = \arctg \frac{E_2 \sin \psi}{E_2 \cos \psi - E_1}.$$

Выпрямленный ток равен:

$$I_d = \frac{U_d}{r_d}.$$

Средние значения токов в вентилях составляют:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi r_d} \int_0^{\theta} E_1 \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_1}{2\pi r_d} (1 - \cos \theta); \quad (21)$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi r_d} \int_0^{\pi+\psi} E_2 \sin(\theta - \psi) d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi r_d} [1 + \cos(\theta - \psi)]. \quad (22)$$

На рис. 3 показаны формы кривых выпрямленного тока. В примере 3 выполнен практический расчет для данного случая несимметрии.

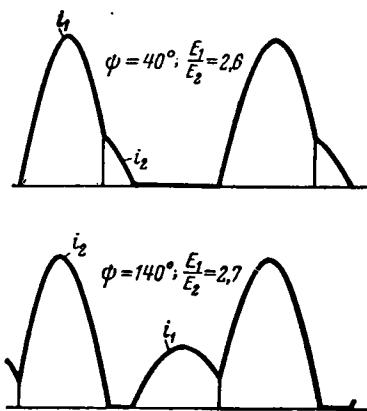
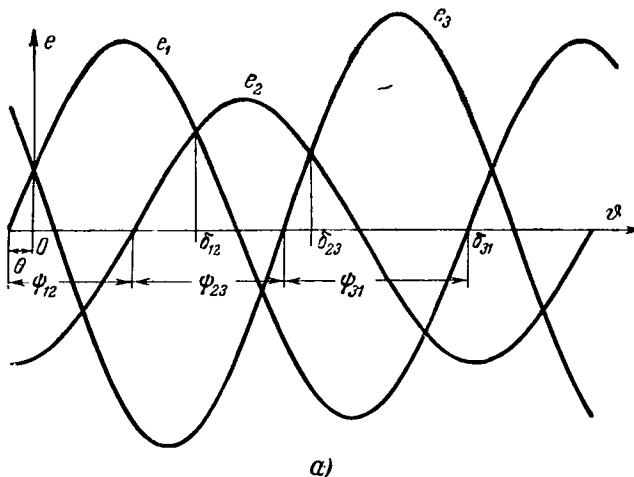


Рис. 3

Трехфазная нулевая схема при различных по величине и фазе напряжениях (токах) питания при чисто активной нагрузке (рис. 4). Выпрямленное напряжение в этом случае может быть найдено из выражения

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \left\{ \int_0^{\delta_{12}} E_1 \sin(\vartheta + \theta) d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_{\delta_{12}}^{\delta_{23}} E_2 \sin(\vartheta + \theta - \psi_{12}) d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_{\delta_{23}}^{\delta_{31}} E_3 \sin(\vartheta + \theta - \psi_{12} - \psi_{23}) d\vartheta \right\}.$$

Пределы интегрирования могут быть определены из геометрических соображений (рис. 4, б).



а)

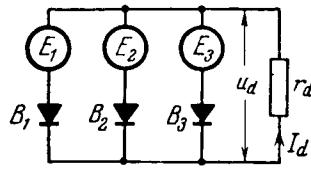


Рис. 4

Из рис. 4, б следует:

$$\delta_{12} = \pi - \alpha - \beta; \quad \delta_{23} = \pi - \theta - \gamma + \psi_{12}; \quad \delta_{31} = 0.$$

Выпрямленное напряжение равно:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} [E_1 \cos \theta + E_2 \cos \beta + E_3 \cos \gamma + \\ + E_2 \cos(\pi - \theta - \psi_{12}) + E_3 \cos(\pi - \theta - \psi_{23}) + \\ + E_3 \cos(\pi - \gamma - \psi_{23})]. \quad (23)$$

Как следует из выражения (23), выпрямленное напряжение представляет собой сумму проекций фазных напряжений на направления линейных напряжений.

Таким образом, для U_d получается весьма простая формула:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} P, \quad (24)$$

где P — сумма действующих значений линейных напряжений.

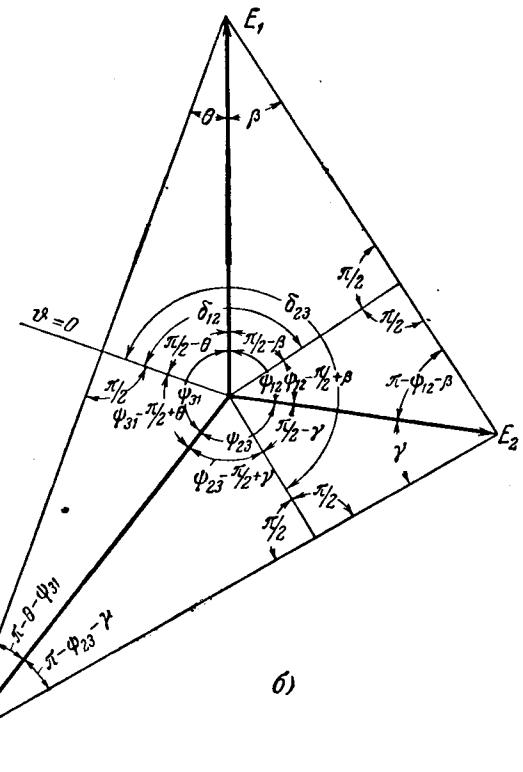
Для трехфазной мостовой схемы при этих же условиях получаем:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} P. \quad (25)$$

Пример 1. Данна трехфазная нулевая схема со следующими параметрами (рис. 5): $E_1 = E_2 = E_3 = E = 10$ в; $z_d = 2$ ом; $r_d = 1$ ом; $x_d = 1,73$ ом; $\tau = 1,73$; $\phi = 60$ эл. град.

При работе всех трех вентиляй имеем: выпрямленное напряжение $U_d = 1,17E = 11,7$ в; выпрямленный ток $I_d = 11,7$ а; среднее значение тока в вентилях $I_{a1} = I_{a2} = I_{a3} = \frac{I_d}{3} = 3,9$ а.

При отказе (обрыве) одного вентиля схема переходит в несимметричный режим при $\gamma = 30^\circ$; $\psi = 120^\circ$. Так как $\phi > \gamma$, то ток i_{a1} непрерывен.



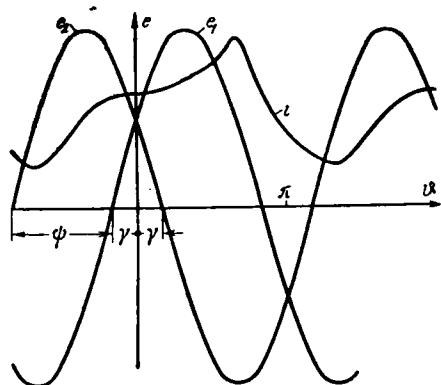


Рис. 5.

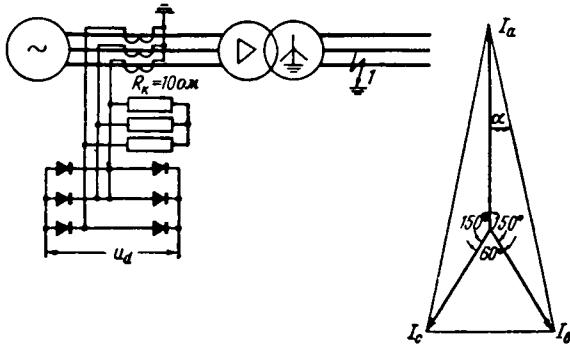


Рис. 6.

Поскольку

$$e^{-\frac{3,14}{1,73}} + 2 \cos 30e^{-\frac{0,524}{1,73}} - 1 = 0,16 + 2 \cdot 0,867 \cdot 0,74 - 1 = \\ = 0,44 > 0,$$

то ток i_{a2} тоже непрерывен.

Выпрямленное напряжение

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \sin \frac{\phi}{2} = \frac{2 \cdot 1,41 \cdot 10}{3,14} \cdot 0,867 = 7,78 \text{ в.}$$

Среднее значение тока вентиля 1 находится по формуле (12):

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi r_d} \left[2 \sin \left(\varphi + \frac{\psi}{2} \right) - I_0 \tau e^{-\frac{\pi}{r}} + I_0 \tau \right] = \\ = \frac{1,41 \cdot 10}{3,14 \cdot 2 \cdot 2} \left[2 \sin 120 - 1,785 \cdot 1,73 e^{-\frac{3,14}{1,73}} + 1,785 \cdot 1,73 \right] = \\ = 4,86 \text{ а.}$$

Здесь

$$I_0 = \frac{\cos \left(\varphi - \frac{\psi}{2} \right) - \cos \left(\varphi + \frac{\psi}{2} \right)}{1 - e^{-\frac{\pi}{r}}} = \\ = \frac{\cos 0 - \cos 120^\circ}{1 - e^{-\frac{3,14}{1,73}}} = 1,785.$$

Среднее значение тока вентиля 2 определяем по формуле (13):

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}E}{2\pi r_d} \left[-2 \sin \left(\varphi - \frac{\psi}{2} \right) - I_0 \tau e^{-\frac{\pi}{r}} + I_0 \tau \right] = 2,91 \text{ а.}$$

Для проверки находим среднее значение тока нагрузки:

$$I_d = I_{a1} + I_{a2} = 2,91 + 4,86 = 7,77 \text{ а} \approx 7,8 \text{ а.}$$

Токи I_1 и I_2 можно было бы определить и по формулам (16) и (17).

Как следует из этого примера, без одного вентиля общий выпрямленный ток уменьшился на 33%. Ток через вентиль 1 увеличился на 25%, через вентиль 2 — уменьшился на 25% по сравнению с симметричным режимом при работе всех трех вентилей.

Пример 2. При несимметричном коротком замыкании в точке 1 (рис. 6) токи в цепи трансформаторов тока генератора равны: $I_a = 1,73 \text{ а}$; $I_b = 10e^{-j150^\circ} \text{ а}$; $I_c = 10e^{j150^\circ} \text{ а}$. Необходимо определить напряжение выпрямителя в цепи компаундирования.Напряжения на сопротивлениях r_h будут: 17,3 в, $10e^{-j150^\circ}$ в, $10e^{j150^\circ}$ в. Периметр треугольника, построенного на фазных напряжениях выпрямительного моста, составляет:

$$P = 2U_{ab} + U_{bc} = 2(17,3 + 8,67) \frac{1}{\cos \varphi} + 10 = 63 \text{ в.}$$

Выпрямленное напряжение выпрямителя равно:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} P = \frac{1,41}{3,14} 63 = 28,3 \text{ в.}$$

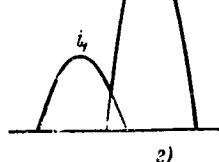
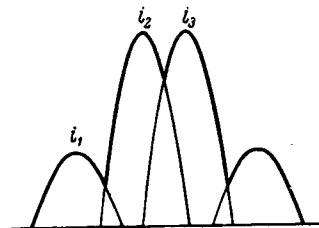
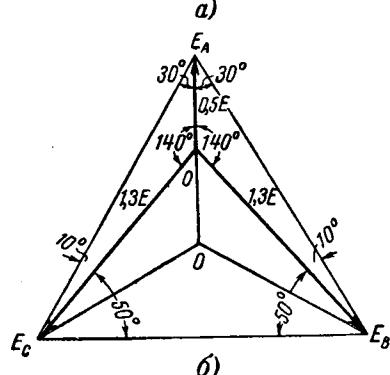
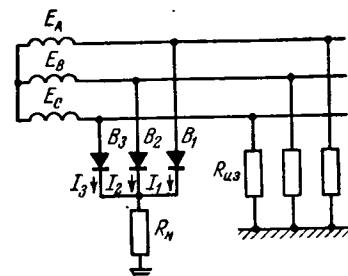


Рис. 7.

Пример 3. Вычислим токи в вентильной схеме контроля изоляции (рис. 7, а)¹ в случае повреждения изоляции фазы А, при котором фазное напряжение E_A уменьшилось в 2 раза (рис. 7, б).

Положив, что $R_{из} \ll R_n$, примем $r_d = R_n$. В соответствии с (23) выпрямленное напряжение соответствующих фаз представляет собой сумму проекций фазных напряжений на направления линейных напряжений. Поэтому средние значения токов через вентили будут равны:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,5 \cdot E}{2\pi r_d} 2 \cos 30^\circ = \frac{1,41 \cdot 0,5E}{6,28r_d} 2 \cdot 0,866 = \\ = 0,194 \frac{E}{r_d};$$

$$I_2 = I_3 = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,3E}{2\pi r_d} (\cos 10^\circ + \cos 50^\circ) = \\ = \frac{1,41 \cdot 1,3E}{6,28r_d} (0,98 + 0,64) = 0,472 \frac{E}{r_d}.$$

Предположим далее, что вентиль B_3 поврежден (обрыв). В соответствии с (21) и (22) получим:

¹ Цапенко Е. Ф., «Исследование вентильных схем контроля изоляции», «Электричество», 1963, № 6.

$$\theta = \arctg \frac{1,3E \sin 140}{0,5E \cos 140 - 1,3E} = \\ = \arctg (-0,495) \theta = 153^\circ 40';$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,5E}{2\pi r_d} (1 - \cos \theta) = \\ = \frac{1,41 \cdot 0,5E \cdot 1,896}{6,28r_d} = 0,213 \frac{E}{r_d};$$

$$I_2 = I_3 = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,3E}{2\pi r_d} [1 + \cos(\theta - \psi)] = \\ = \frac{1,41 \cdot 1,3 \cdot 1,97E}{6,28r_d} = 0,575 \frac{E}{r_d}.$$

Таким образом, среднее значение тока через вентиль B_1 увеличилось на $\frac{213 - 194}{194} 100 = 10\%$, а через вентиль B_2 на $\frac{575 - 472}{472} 100 = 22\%$.

На рис. 7, в и г показаны формы токов через вентили при полновентильном и неполновентильном режимах.

[6.1.1964]



РЕДАКЦИИ НА УЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ЖУРНАЛА „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО“

Коллегия Государственного производственного комитета по энергетике и электрификации СССР поздравляет редакцию журнала «Электричество» с 85-й годовщиной со дня основания журнала.

Журнал «Электричество» — старейший русский и один из первых электротехнических журналов в мире. Он основан Русским техническим обществом в 1880 г. по инициативе передовых русских электротехников В. Н. Чиколова, Д. А. Лачинова, П. Н. Яблочкива, А. Н. Лодыгина и др.

На страницах журнала освещаются инженерные задачи, научные проблемы и результаты теоретических и экспериментальных исследований по основным вопросам электроэнергетики и электротехники.

За все время существования журнал был неустанным организатором на своих страницах творческого обмена опытом

по актуальным вопросам инженерной мысли в области теоретической и практической электротехники.

В знаменательную дату журнала «Электричество» мы считаем своим долгом упомянуть имена хотя бы некоторых из тех, кто участвовал в деятельности журнала — А. Г. Столетова, О. Д. Хольцона, А. С. Попова, М. О. Доливо-Добровольского, Н. Н. Бенардоса, Н. Г. Славянова, М. А. Шателена, В. Ф. Миткевича, К. А. Круга, Г. О. Графтио, К. И. Шенфера, С. И. Вавилова, В. К. Аркадьева, Г. М. Кржижановского и А. Ф. Иоффе.

Мы благодарны этим выдающимся электротехникам и физикам нашей страны за их благородный труд, вложенный в журнал «Электричество».

На заре первого в мире рабоче-крестьянского государства, по инициативе и под непосредственным руководством Великого Ленина, был создан

план электрификации России — план ГОЭЛРО. Журнал «Электричество» активно включился в дело осуществления этого исторического акта преобразования России. На его страницах велась пропаганда плана ГОЭЛРО и организованная борьба за претворение его в жизнь.

Годы пятилеток и годы семилетнего плана журнал «Электричество» был на переднем крае борьбы за претворение в жизнь Великой идеи основателя нашей партии и государства В. И. Ленина — о сплошной электрификации нашей прекрасной Родины, за претворение в жизнь программы партии о создании материально-технической базы коммунистического общества в нашей стране.

От всего сердца желаем журналу «Электричество» многих лет плодотворной деятельности на благо нашего Великого народа и торжества идеи коммунизма.

Коллегия Государственного производственного комитета по энергетике и электрификации СССР

Расчет нагрузки тяговой подстанции при рекуперации энергии

Кандидат техн. наук, доц. Г. Г. МАРКВАРДТ
Москва

Применение рекуперативного торможения на электроподвижном составе является наиболее эффективным способом снижения расхода электрической энергии на тягу поездов. Поэтому в настоящее время принимаются меры по более широкому его использованию на дорогах, электрифицированных по системе постоянного тока. Ведутся работы по созданию надежных схем рекуперации и для электровозов переменного тока.

Применение рекуперативного торможения на подвижном составе непосредственно оказывается на работе устройств энергоснабжения и, в частности, на нагрузке агрегатов тяговых подстанций. Эта нагрузка будет зависеть от способа приема избыточной энергии рекуперации.

Если для приема избыточной энергии рекуперации применяются агрегаты, работающие и при тяговой нагрузке, т. е. все агрегаты работают независимо от направления энергии, то для определения среднеквадратичного тока подстанции могут быть использованы те же формулы, что и при отсутствии рекуперации. В этом случае рекуперация энергии должна учитываться при определении входящих в эти формулы величин.

Такое положение для тяговых агрегатов будет иметь место во всех случаях на подстанциях дорог переменного тока, а на дорогах постоянного тока — когда на подстанции имеются только двигатель-генераторы или выпрямительно-инверторные агрегаты. Здесь уместно отметить, что определение мощности трансформаторов подстанции по средним токам в случае применения на участке рекуперативного торможения совершенно недопустимо. Если для приема избыточной энергии рекуперации наряду с выпрямительными устанавливаются инверторные, выпрямительно-инверторные агрегаты или применяются поглощающие сопротивления, то расчет нагрузки агрегатов усложняется. К понизительным трансформаторам тяговых подстанций это относится только в случае применения поглощающих сопротивлений.

Ниже рассматривается метод определения среднеквадратичных нагрузок агрегатов тяговых подстанций для таких случаев. Этот метод дается в виде корректировки среднеквадратичной нагрузки, полученной по обычным формулам с учетом рекуперации. В данном случае вполне допустимы некоторые приближения и, в частности, предположение, что тяговая нагрузка подчиняется нормальному закону распределения вероятностей. При этом среднеквадратичное значение нагрузки подстанции $P_{\text{з0}}$ за расчетный период T определяется выражением

$$P_{\text{з0}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} P_t^2 p dP_t, \quad (1)$$

где P_t — мгновенное значение нагрузки подстанции; p — плотность вероятности этой нагрузки.

При применении рекуперации P_t может иметь как положительные, так и отрицательные значения.

Вместо выражения (1) можно написать следующее:

$$P_{\text{з0}}^2 = \int_0^{\infty} P_t^2 p dP_t + \int_{-\infty}^0 P_t^2 p dP_t$$

или

$$P_{\text{з0}}^2 = P_{\text{з}}^2 + P_{\text{з.и}}^2, \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{з}}^2 &= \int_0^{\infty} P_t^2 p dP_t \\ P_{\text{з.и}}^2 &= \int_{-\infty}^0 P_t^2 p dP_t. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь $P_{\text{з}}$ — среднеквадратичное значение положительных нагрузок, отнесенное ко всему расчетному периоду T ;

$P_{\text{з.и}}$ — то же отрицательных.

Обозначим:

$$\frac{P_{\text{з.и}}^2}{P_{\text{з0}}^2} = \delta, \quad (4)$$

тогда

$$P_{\text{з}}^2 = (1 - \delta) P_{\text{з0}}^2. \quad (5)$$

Так как $P_{\text{з0}}$, как указывалось, может быть найдено по обычным формулам, то задача состоит в определении δ .

Введем следующее обозначение:

$$\frac{P_t - P_1}{\sigma} = x, \quad (6)$$

где P_1 — среднее за расчетный период T значение нагрузки подстанции с учетом рекуперации; σ — среднеквадратичное отклонение этой нагрузки, вычисленное за тот же период.

Тогда

$$P_t^2 = (\sigma x + P_1)^2 = \sigma^2 x^2 + 2P_1 \sigma x + P_1^2.$$

Учтем, кроме того, что [Л. 1]:

$$p = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad \text{и} \quad dP_t = \sigma dx.$$

При этом второе выражение из (3) можно будет записать в виде

$$P_{\text{з.и}}^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^0 (\sigma^2 x^2 + 2P_1 \sigma x + P_1^2) e^{-\frac{x^2}{2}} dx,$$

что после интегрирования дает:

$$P_{\text{э.и}}^2 = (P_1^2 + \sigma^2) \left[0,5 - \Phi\left(\frac{P_1}{\sigma}\right) \right] - \sigma P_1 \varphi\left(\frac{P_1}{\sigma}\right). \quad (7)$$

В этом выражении

$$\varphi\left(\frac{P_1}{\sigma}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{P_1^2}{2\sigma^2}} \text{ и } \Phi\left(\frac{P_1}{\sigma}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\frac{P_1}{\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

— интеграл вероятности.

Заметим, что по определению [Л. 1]

$$P_1^2 + \sigma^2 = P_{\text{э.о}}^2, \quad (8)$$

откуда найдем:

$$\sigma = P_1 \sqrt{\frac{P_{\text{э.о}}^2}{P_1^2} - 1}$$

или, обозначив

$$\frac{P_{\text{э.о}}}{P_1} = k_3, \quad (9)$$

получим:

$$\sigma = P_1 \sqrt{k_3^2 - 1}, \quad (10)$$

где k_3 — коэффициент эффективности общей нагрузки подстанции за расчетный период T . Он определяется по обычным формулам [Л. 2 и 3] с учетом энергии рекуперации.

При подстановке величин из выражений (8) и (10) в формулу (7) получим:

$$P_{\text{э.и}}^2 = P_{\text{э.о}}^2 \left[0,5 - \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right) \right] - P_1^2 \sqrt{k_3^2 - 1} \varphi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right).$$

Отсюда с учетом выражения (9) найдем:

$$\delta = \frac{P_{\text{э.и}}^2}{P_{\text{э.о}}^2} = 0,5 - \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right) - \frac{\sqrt{k_3^2 - 1}}{k_3^2} \varphi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right). \quad (11)$$

Общее время T работы подстанции при отрицательных нагрузках нетрудно найти из выражения

$$T_{\text{и}} = T \int_{-\infty}^0 p dP_t = \frac{T}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\frac{P_1}{\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx,$$

откуда после интегрирования и несложных преобразований получим:

$$\alpha = \frac{T_{\text{и}}}{T} = 0,5 - \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right). \quad (12)$$

При этом формулу (11) можно записать в виде

$$\delta = \alpha - \frac{\sqrt{k_3^2 - 1}}{k_3^2} \varphi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right). \quad (13)$$

Все преобразования проведены выше в предположении, что среднее значение нагрузки подстанции P_1 положительно. В некоторых случаях, когда энергия рекуперации за расчетный период больше расхода энергии на тягу, P_1 может получиться отрицательным. При этом отношение $\frac{P_1}{\sigma}$ и произведение σP_1

также будут отрицательны. В результате при отрицательных P_1 вместо выражений (12) и (13) получим:

$$\alpha_{(-)} = 0,5 + \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right) = 1 - \alpha; \quad (14)$$

$$\delta_{(-)} = \alpha_{(-)} + \frac{\sqrt{k_3^2 - 1}}{k_3^2} \varphi\left(\frac{1}{\sqrt{k_3^2 - 1}}\right) = 1 - \delta. \quad (15)$$

Здесь индексом $(-)$ отмечается, что соответствующие величины определяются при отрицательной средней мощности P_1 . α и δ подсчитываются соответственно по формулам (12) и (13).

На рисунке приведены кривые зависимости α и δ в функции k_3^2 . Эти кривые построены по формулам (12) и (13).

Определение значений $\alpha_{(-)}$ и $\delta_{(-)}$ может быть выполнено по формулам (14) и (15), исходя из найденных по кривым значений α и δ .

Определим теперь расчетные нагрузки агрегатов тяговой подстанции в различных случаях.

Для тяговой подстанции переменного тока, очевидно, эффективная нагрузка на все трансформаторы может определяться по обычным формулам без поправки, т. е.

$$P_{\text{э.о.}} = P_{\text{э.о.}}. \quad (16)$$

На подстанции постоянного тока при использовании для приема избыточной энергии рекуперации поглощающих сопротивлений выпрямительные агрегаты будут нагружаться только положительными токами и общая их нагрузка, отнесенная ко всему периоду T , будет определяться выражением

$$P_{\text{э.о.}}^2 = (1 - \delta) P_{\text{э.о.}}^2. \quad (17)$$

Та же нагрузка, отнесенная ко времени работы агрегатов, может быть найдена из

$$P_{\text{э.т.}}^2 = \frac{T}{T - T_{\text{и}}} P_{\text{э.о.}}^2$$

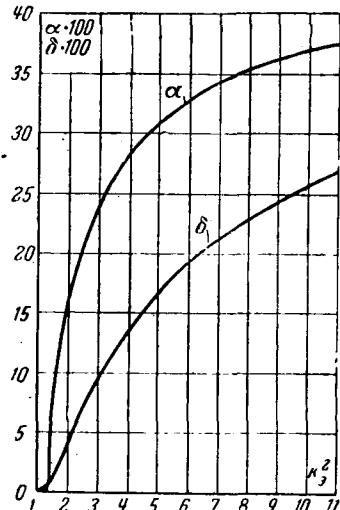
или

$$P_{\text{э.т.}}^2 = \frac{1 - \delta}{1 - \alpha} P_{\text{э.о.}}^2. \quad (17a)$$

Формулы (17) и (17a) в данном случае справедливы, как для выпрямительных агрегатов, так и для понизительных трансформаторов.

Если на подстанции установлено $n_{\text{в}}$ выпрямительных агрегатов и $n_{\text{и}}$ инверторных (работающих только в режиме инвертирования), то нагрузка на все выпрямительные агрегаты будет по-прежнему определяться по формулам (17) и (17a).

Кривые зависимости относительной поправки δ и $\alpha = \frac{T_{\text{и}}}{T}$ от квадрата коэффициента эффективности нагрузки тяговой подстанции.



Нагрузка на все инверторы, очевидно, определяется выражениями:
за весь расчетный период T

$$P_{\text{э.и}}^2 = \delta P_{\text{э.о}}^2; \quad (18)$$

за время работы инверторов $T_{\text{и}}$

$$P_{\text{э.и.т}}^2 = \frac{\delta}{\alpha} P_{\text{э.о}}^2. \quad (18a)$$

Нагрузку понизительного трансформатора в этом случае надо определять по формуле (16), так как он нагружается независимо от направления энергии.

При установке на подстанции $n_{\text{в}}$ — выпрямительных и $n_{\text{в.и}}$ — выпрямительно-инверторных агрегатов нагрузка на один выпрямительный агрегат, отнесенная к периоду T , определится из выражения

$$P_{\text{в.в}}^2 = (1 - \delta) \frac{P_{\text{э.о}}^2}{(n_{\text{в}} + n_{\text{в.и}})^2}, \quad (19)$$

и отнесенная ко времени работы выпрямителей:

$$P_{\text{в.в.т}}^2 = \frac{1 - \delta}{1 - \sigma} \frac{P_{\text{э.о}}^2}{(n_{\text{в}} + n_{\text{в.и}})^2}. \quad (19a)$$

Выпрямительно-инверторные агрегаты будут делять с выпрямителями положительные нагрузки и полностью брать на себя отрицательные. Следовательно, нагрузку одного выпрямительно-инверторного агрегата можно найти из выражения

$$P_{\text{в.в.и}}^2 = \left[\frac{1 - \delta}{(n_{\text{в}} + n_{\text{в.и}})^2} + \frac{\delta}{n_{\text{в.и}}^2} \right] P_{\text{э.о}}^2. \quad (20)$$

В рассмотренном случае нагрузка понизительного трансформатора также определяется по формуле (16).

В настоящее время трансформаторы тяговых подстанций переменного тока и понизительные трансформаторы на тяговых подстанциях постоянного тока выбираются по условиям износа изоляции. При этом приближенно исходят не из среднеквадратичной, а из средней нагрузки подстанции. При учете рекуперации энергии, как отмечалось, это может внести серьезную ошибку. Поэтому в таких случаях необходимо вести расчет с учетом действительной нагрузки трансформаторов, для чего может быть использован предложенный здесь метод.

Все сказанное относится и к выпрямительным трансформаторам, если выбирать их также по условиям износа изоляции. Что касается существующего способа выбора этих трансформаторов по установленной комплектации агрегатов, то его следует пересмотреть, так как он приводит к существенному перерасходу средств.

Литература

- Гнеденко Б. В., Курс теории вероятностей, М., 1954.
- Марквардт К. Г., Энергоснабжение электрических железных дорог, Трансжелдориздат, 1958.
- Технический справочник железнодорожника, Трансжелдориздат, 1956.

[22.7.1963]



УДК 621.332:621.3.025

Гальваническое влияние тяговых сетей переменного тока

— Канд. техн. наук Р. Н. КАРЯКИН

Москва

Известно, что стекание тока с рельсов в землю носит дискретный характер, обусловленный наличием контакта рельсов с землей только через шпалы (рис. 1). Рассмотрим распределение потенциала между отдельными элементами (шпала, балласт, земляное полотно, земля) для i -го контакта, выбранного произвольно. Расчетная схема i -го контакта представлена на рис. 2. Из рассмотрения расчетной схемы видно, что потенциал рельсов в месте i -го контакта

$$\dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{\text{ш.и}} + \Delta \dot{U}_{\text{б.и}} + \Delta \dot{U}_{\text{п.и}} + \dot{U}_{\text{з.и}}, \quad ((1))$$

где $\Delta \dot{U}_{\text{ш.и}}$, $\Delta \dot{U}_{\text{б.и}}$, $\Delta \dot{U}_{\text{п.и}}$ — разности потенциалов между границами раздела: „рельсы—шпала“ и „шпала—балласт“, „шпала—балласт“ и „балласт—земляное полотно“, „балласт—земляное полотно“ и „земляное полотно—земля“ соответственно;

$\dot{U}_{\text{з.и}}$ — потенциал земли на границе контакта „земляное полотно—земля“.

Уравнение (1) можно представить в виде:

$$\dot{U}_i = \Delta I_i (R_{\text{ш}} + R_{\text{б}} + R_{\text{п}} + R_{\text{з}}), \quad (2)$$

где ΔI_i — ток, стекающий с рельсов в землю через i -й контакт;

$R_{\text{ш}}$, $R_{\text{б}}$, $R_{\text{п}}$ — сопротивления шпалы, балласта и земляного полотна на пути тока ΔI_i ;

$R_{\text{з}}$ — сопротивление растеканию земли на пути тока ΔI_i .

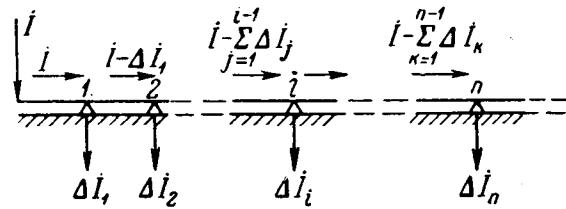
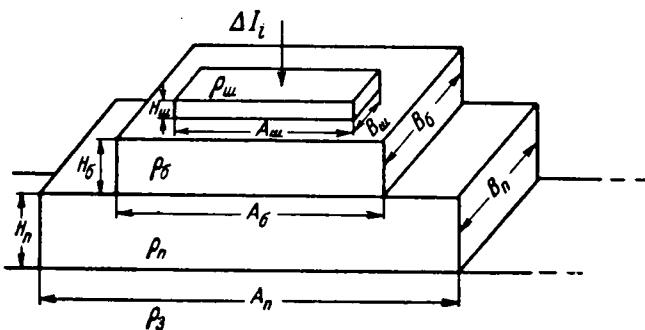


Рис. 1. Расчетная схема при дискретной утечке тока.

Рис. 2. Расчетная схема i -го контакта.

Учитывая, что поверхности шпал, балласта и отчасти земляного полотна покрыты металлической пылью и солевыми растворами, можно принять проводимости поверхностных слоев шпалы, балласта и земляного полотна примерно на порядок выше средней проводимости шпалы, балласта и земляного полотна соответственно. С учетом этого допущения сопротивления шпалы, балласта и земляного полотна можно рассчитать по формулам:

$$R_{ш} = \rho_{ш} \frac{H_{ш}}{A_{ш} B_{ш}}; \quad (3)$$

$$R_{б} = \rho_{б} \frac{H_{б}}{A_{б} B_{б}}; \quad (4)$$

$$R_{п} = \rho_{п} \frac{H_{п}}{A_{п} B_{п}}, \quad (5)$$

где $H_{ш}$, $H_{б}$, $H_{п}$ — толщина шпалы, высота балласта и земляного полотна соответственно, м;

$A_{ш}$, $A_{б}$, $A_{п}$ — длина шпалы, средняя ширина балласта и земляного полотна соответственно, м;

$B_{ш}$, $B_{б}$, $B_{п}$ — средняя ширина шпалы, длина участка балласта и земляного полотна, соответствующих i -му контакту, м.

Сопротивление растеканию R_3 приближенно представим в виде

$$R_3 = \frac{1}{B_{п}} \frac{\rho_3}{\pi} \ln \frac{1,12 \cdot 10^3}{0,22 A_{п} \gamma}; \quad (6)$$

где $\gamma = \sqrt{z_p/r_p}$ — коэффициент распространения рельсов, $км^{-1}$;

z_p — сопротивление рельсов, $ом/км$;

r_p — переходное сопротивление между рельсами и землей, $ом \cdot км$;

$A_{п}$, $B_{п}$ — ширина основания и длина участка земляного полотна, соответствующие i -му контакту, м.

Для шпал, применяемых на магистральных дорогах Советского Союза ($H_{ш} = 0,175$ м, $A = 2,70$ м, $B = 0,25$ м),

$$R_{ш} = \frac{0,175}{2,70 \cdot 0,25} \rho_{ш} = 0,26 \rho_{ш}. \quad (3')$$

Для средних размеров балластной призмы ($H_{б} = 0,45$ м, $A_{б} = 3,5$ м)

$$R_{б} = \frac{0,45}{3,5 \cdot B_{б}} \rho_{б} = \frac{0,128}{B_{б}} \rho_{б}, \quad (4')$$

причем

$$B_{б} = B_{п} = B = \frac{10^3}{N_{ш}}, \quad (7)$$

где $N_{ш}$ — число шпал на 1 км пути.

Для главных путей дорог первой категории $N_{ш} = 1840 \text{ км}^{-1}$ и, следовательно,

$$B = 0,545 \text{ м.}$$

Таким образом,

$$R_{б} = \frac{0,128}{0,545} \rho_{б} = 0,235 \rho_{б}. \quad (4'')$$

Средняя ширина земляного полотна (на путь) для магистральных дорог может быть оценена выражением

$$A_{п} = 5,8 + 1,5 H_{п}, \quad (8)$$

где $H_{п}$ — высота земляного полотна (предполагается, что $H \leq 12$ м).

Тогда выражение (5) можно представить в виде

$$R_{п} = \frac{H_{п}}{5,8 + 1,5 H_{п}} \frac{1}{0,545} \rho_{п} \quad (5')$$

или

$$R_{п} = \frac{1}{0,815 + 3,15 H_{п}} \rho_{п}. \quad (5'')$$

Учитывая, что

$$A_{1:0} = 5,8 + 3 H_{п}, \quad (9)$$

представим выражение (6) в виде

$$R_3 = \frac{1}{0,545} \frac{\rho_3}{\pi} \ln \frac{1,12 \cdot 10^3}{0,22 (5,8 + 3 H_{п}) \gamma} \quad (10)$$

или

$$R_3 = 0,585 \rho_3 \ln \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3 H_{п}) \gamma}. \quad (11)$$

Ток, стекающий с рельсов в землю в месте i -го контакта, удаленного от нагрузки на расстояние x , определяется из выражения

$$\Delta I_i = I [e^{-\gamma x} - e^{-\gamma (x+B/1000)}], \quad (12)$$

где γ — коэффициент распространения рельсов ($\gamma = \sqrt{z_p/r_p}$, $км^{-1}$).

Наибольший интерес представляет рассмотрение контакта, через который стекает максимальный ток. Нетрудно показать, что таковым будет контакт, ближайший к нагрузке ($i = 1$; $x = 0$). В этом случае из выражения (12) следует:

$$\Delta I_1 = I (1 - e^{-\gamma B/1000}) \quad (13)$$

или с погрешностью, меньшей 0,1%,

$$\Delta I_1 = \gamma B I \cdot 10^{-3}, \quad (14)$$

или, наконец,

$$\Delta I_1 = 0,545 \cdot 10^{-3} \gamma I. \quad (14')$$

В произвольной точке i -го контакта, имеющего координату x , потенциал рельсов $U(x)$, определяемый распространением тока I по системе „рельсы—земля“, тождественно равен потенциальному рельсов U_i , определяемому стеканием тока ΔI_i с рельсов в землю — уравнение (2) и, следовательно, приравнивая правые части этих уравнений, найдем:

$$U_i(x) = I Z_B e^{-\gamma x} = \Delta I_i \sum_{j=1}^4 R_j, \quad (15)$$

или, с учетом уравнения (12),

$$Z_B e^{-\gamma x} = [e^{-\gamma x} - e^{-\gamma(x+B/1000)}] \sum_{j=1}^4 R_j, \quad (16)$$

где под знаком суммы собраны все сопротивления, заключенные в скобки в уравнении (2).

Применительно к рассматриваемой точке ($x=0$, $i=1$) уравнение (16) запишется в форме:

$$Z_B = \gamma B \left(\sum_{j=1}^4 R_j \right) \cdot 10^{-3} \quad (17)$$

или с учетом (14')

$$Z_B = 0,545 \cdot 10^{-3} \gamma \sum_{j=1}^4 R_j. \quad (17')$$

Разделив обе части уравнения на γ и учитывая, что

$$\frac{Z_B}{\gamma} = r_n, \quad (18)$$

найдем:

$$r_n = 0,545 \cdot 10^{-3} \sum_{j=1}^4 R_j. \quad (19)$$

Подставляя в (19) выражения сопротивлений шпалы (3'), балласта (4''), земляного полотна (5'') и земли (11), получим окончательно выражение для расчета переходного сопротивления «рельсы—земля»:

$$r_n = 0,545 \cdot 10^{-3} \left(0,26 \rho_{ш} + 0,235 \rho_{б} + \frac{1}{0,815 + 3,15 H_n} \rho_{п} + 1,35 \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \gamma} \rho_3 \right). \quad (20)$$

Выражение (20) устанавливает однозначное соответствие между величиной переходного сопротивления r_n и удельными сопротивлениями шпалы, балласта, земляного полотна, земли и высотой земляного полотна.

Рассмотрим потенциал земли, обусловленный стеканием тока с рельсов в землю, в произвольной точке с координатами X , Y , Z (рис. 3).

Пусть в точке O в рельсы втекает ток I . Эту точку примем за начало координатной системы XYZ . Ось X направим вдоль оси эквивалентного рельса, а положительное направление оси Z — вниз. Пусть ток, протекающий по рельсам, изменяется по экспоненциальному закону:

$$I(x) = I(0) e^{-\gamma x}, \quad (21)$$

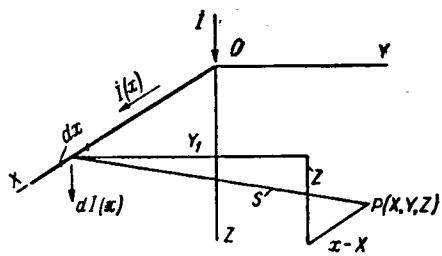


Рис. 3. Схема для расчета потенциала земли.

где $I(0)$ — ток, втекающий в рельсы в точке O ($X=0$, $Y=0$, $Z=0$).

Рассмотрим потенциал произвольной точки P (X , Y , Z), обусловленный стеканием тока dI с произвольного бесконечно малого элемента рельсов длиной dx , имеющего координаты $(x, 0, 0)$. Очевидно,

$$dU(X, Y, Z) = \frac{dI(x)}{dx} dx \frac{\rho_{экв}}{2\pi S}, \quad (22)$$

где $\rho_{экв}$ — некоторое эквивалентное удельное сопротивление, характеризующее свойства среды, для которой определяется взаимное сопротивление, $\Omega \cdot m$,

S — расстояние между влияющим элементом рельсов $dx(x, 0, 0)$ и рассматриваемой точкой земли $P(X, Y, Z)$, м;

$$S = \sqrt{(x-X)^2 + Y^2 + Z^2}. \quad (23)$$

Из выражения (21) следует, что

$$\frac{dI(x)}{dx} = -\gamma I(0) e^{-\gamma x}. \quad (24)$$

Подставляя выражения (23) и (24) в уравнение (22), получим:

$$dU = -\frac{\gamma I(0)}{2\pi} \rho_{экв} \frac{e^{-\gamma x}}{\sqrt{(x-X)^2 + Y^2 + Z^2}} dx. \quad (25)$$

Для определения полного потенциала в рассматриваемой точке $P(X, Y, Z)$, обусловленного влиянием тока, стекающего с рельсов на всем их протяжении, необходимо вычислить определенный интеграл

$$U(X, Y, Z) = -\frac{\gamma I(0)}{2\pi} \rho_{экв} \int_0^\infty \frac{e^{-\gamma x} dx}{\sqrt{(x-X)^2 + Y^2 + Z^2}}. \quad (26)$$

Наибольший интерес представляет вычисление максимального потенциала, соответствующего $X=0$.

Вычисление интеграла дает:

$$U(0, Y, Z) = \frac{\gamma I}{4} \rho_{экв} [S_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2})], \quad (27)$$

где S_0 — функция Струве,

N_0 — функция Неймана—Бесселя второго рода, нулевого порядка.

Выражение (27) является общим выражением максимального потенциала для всех точек земли, в том числе и для точек земли, расположенных на границе с основанием земляного полотна ($Y_0 = 2,9 + 1,5 H_n$; $Z_0 = 0,715 + H_n$, где H_n — высота земляного полотна). Это обстоятельство позволяет установить величину $\rho_{экв}$.

Из выражения (27) следует, что

$$\rho_{экв} = \frac{4U(0, Y_0, Z_0)}{\gamma I / [S_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2})]}. \quad (28)$$

Из условия непрерывности потенциала на границе земляного полотна и земли

$$U(0, Y_0, Z_0) = U_3, \quad (29)$$

$$\Delta U_3 = \Delta I_1 R_3, \quad (30)$$

где R_3 — сопротивление земли, $\Omega \cdot m$,

ΔI_1 — ток, стекающий в землю со шпалы, расположенной под нагрузкой, a .

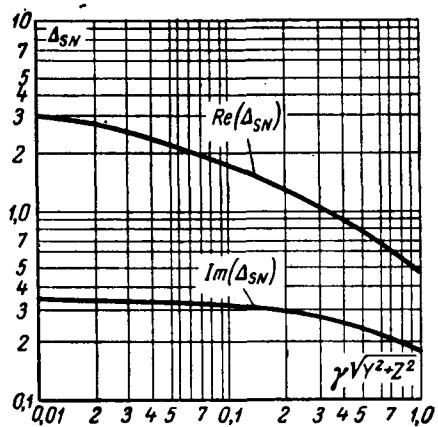


Рис. 4. Зависимость
 $\Delta_{SN} = f(\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2})$.

Подставляя в формулу (29) выражения ΔI_1 и R_3 , имеем:

$$\frac{U(0, Y_0, Z_0)}{\gamma I} = 0,732 \cdot 10^{-3} \times \\ \times \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}} \cdot \rho_3 \quad (31)$$

и, в свою очередь, подставляя выражение (31) в формулу (28), получим:

$$\rho_{\text{экв}} = \frac{4 \cdot 0,732 \cdot 10^{-3} \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}}}{S_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2})} \rho_3. \quad (32)$$

Наконец, с учетом (32) выражение (27) представим в виде

$$U(0, Y, Z) = 0,732 \cdot 10^{-3} \times \\ \times \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}} \gamma \rho_3 I \times \\ \times \frac{S_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2})}{S_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2})}. \quad (33)$$

Поскольку даже при максимально возможных значениях γ, Y_0, Z_0

$$\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2} \leq 0,05,$$

то с достаточной степенью точности после преобразований получим:

$$U(0, Y, Z) = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} \times \\ \times \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}} \gamma \rho_3 I \times \\ \times \frac{S_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2})}{\lg \frac{1,12}{\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2}}}. \quad (34)$$

В том случае, когда

$$\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2} \geq 1$$

и

$$\sqrt{Y^2 + Z^2} \approx Y,$$

выражение (34) приобретает следующий вид:

$$U_3(0, Y, Z) = \frac{0,785 \cdot 10^{-3} \gamma \rho_3 I}{\lg (1,12/\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2})} \times \\ \times \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}} \left[\frac{1}{\gamma Y} - \frac{1}{(\gamma Y)^3} \right]. \quad (35)$$

Функцию

$$\Delta_{SN} = S_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) \quad (36)$$

комплексного аргумента

$$\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2} = |\gamma| e^{i\varphi} \gamma \sqrt{Y^2 + Z^2} \quad (37)$$

можно представить в виде

$$\Delta_{SN} = \operatorname{Re}(\Delta_{SN}) + j \operatorname{Im}(\Delta_{SN}). \quad (38)$$

В тех случаях, когда

$$0,01 \leq |\gamma| \sqrt{Y^2 + Z^2} \leq 1 \quad (39)$$

и

$$20^\circ < \varphi < 40^\circ, \quad (40)$$

значения $\operatorname{Re}(\Delta_{SN})$ и $\operatorname{Im}(\Delta_{SN})$ можно определять по графикам, представленным на рис. 4.

При расчете гальванического влияния и оценке условий безопасности работ, связанных с прикоснением к рельсам, большой интерес представляет распределение потенциала рельсов между шпалами, балластом, земляным полотном и землей. Рассмотрим это распределение, взяв в качестве базисной величины максимальную величину потенциала рельсов:

$$\dot{U} = IZ_B, \quad (41)$$

где Z_B — волновое сопротивление рельсов ($Z_B = \sqrt{z_p/r_e}$, ом).

Из соотношений (1), (2) следует:

$$\dot{U} = \Delta \dot{U}_w + \Delta \dot{U}_b + \Delta \dot{U}_n + \dot{U}_s, \quad (42)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{U}_w &= \Delta I R_w; \\ \Delta \dot{U}_b &= \Delta I R_b; \\ \Delta \dot{U}_n &= \Delta I R_n. \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

Подставив в (43) выражения для $\Delta I, R_w, R_b, R_n$, и разделив обе части каждого равенства (43) и уравнения (34) на максимальный потенциал рельсов, получим относительные величины разностей потенциалов и потенциала земли:

$$\Delta u_w = \frac{\Delta U_w}{U} = \frac{r_{n.w}}{r_n} = 0,142 \cdot 10^{-3} \frac{\rho_w}{r_n}; \quad (44)$$

$$\Delta u_b = \frac{\Delta U_b}{U} = \frac{r_{n.b}}{r_n} = 0,128 \cdot 10^{-3} \frac{\rho_b}{r_n}; \quad (45)$$

$$\Delta u_n = \frac{\Delta U_n}{U} = \frac{r_{n.n}}{r_n} = \frac{0,545 \cdot 10^{-3}}{0,815 + 3,15/H_n} \frac{\rho_n}{r_n}; \quad (46)$$

$$u_s = \frac{U_s}{U} = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} \lg \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,8 + 3H_n) \sqrt{z_p / (r_{n.w} + r_{n.b} + r_{n.n})}} \times \\ \times \frac{S_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2}) - N_0 (\gamma \sqrt{Y^2 + Z^2})}{\lg (1,12/\gamma \sqrt{Y_0^2 + Z_0^2})} \frac{\rho_s}{r_n}. \quad (47)$$

В качестве иллюстрации действительного распределения потенциала рельсов между шпалами, балластом, земляным полотном и землей рассмотрим при-

мер, соответствующий наиболее характерным условиям.

Пусть $\rho_{ш} = 10 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$, $\rho_b = 5 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$, $\rho_p = 0,2 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$, $\rho_3 = 0,04 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$, $H = 2,0 \text{ м}$, $|z_p| = 0,61 \text{ ом/км}$.

Находим $Y_0 = 2,9 + 1,5 \cdot 2,0 = 5,9 \text{ м}$, $Z_0 = 0,715 + 2,0 = 2,715 \text{ м}$.

По формуле (20) определим:

$$r_p = 2,19 \text{ ом} \cdot \text{м}.$$

В соответствии с выражениями (44) — (47)

$$\Delta u_{ш} = 0,142 \cdot 10^{-3} \frac{10 \cdot 10^3}{2,19} = 0,649;$$

$$\Delta u_b = 0,128 \cdot 10^{-3} \frac{5 \cdot 10^3}{2,19} = 0,292;$$

$$\Delta u_{ш} = \frac{0,545 \cdot 10^{-3}}{0,815 + 3,15/H_p} \frac{0,2 \cdot 10^3}{2,19} = 0,020.$$

При $Y > Y_0$ из (47) получим:

$$u_3 = 0,0105 \Delta_{SN} \quad (48)$$

или

$$u_3 = 0,0105 \sqrt{\operatorname{Re}^2(\Delta_{SN}) + \operatorname{Im}^2(\Delta_{SN})}. \quad (49)$$

При $Y > 1$ с некоторым запасом можно принять:

$$u_3 = 0,0165 \left[\frac{1}{\gamma Y} - \frac{1}{(\gamma Y)^3} \right]. \quad (50)$$

Заметим, что при $H = 2 \text{ м}$ и $|z_p| = 0,61 \text{ ом/км}$ из (47) следует (при $Y \geq Y_0$):

$$u_3 = \frac{1}{2} \frac{2,743 + \lg V r_p}{2,345 + \lg V r_p} \frac{\rho}{r_p} \cdot 10^{-3} \Delta_{SN}. \quad (51)$$

Анализ выражения (51) показывает, что при изменении r_p в пределах от 0,1 до 100 $\text{ом} \cdot \text{м}$ отношение

$$\frac{2,743 + \lg V r_p}{2,345 + \lg V r_p}$$

изменяется в сравнительно узких пределах 1,30 \div 1,09. Это обстоятельство позволяет с незначительной погрешностью принять это отношение постоянным и равным 1,15, тогда

$$u_3 = 0,57 \cdot 10^{-3} \frac{\rho_3}{r_p} \Delta_{SN}. \quad (52)$$

Проведенный анализ позволяет установить допустимые величины потенциалов рельсов $[U]$. Из выражений (44) и (45) следует, что относительная величина разности потенциалов между рельсами и земляным полотном определяется из выражения

$$\Delta u = \frac{10^{-3}}{r_p} (0,142 \rho_{ш} + 0,128 \rho_b) \quad (53)$$

и, следовательно,

$$[U] = \frac{r_p \cdot 10^3}{0,142 \rho_{ш} + 0,128 \rho_b} [U_{CD}], \quad (54)$$

где $[U_{CD}]$ — допустимая величина напряжения при косновении. Пусть $\rho_{ш} = 10 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$ и $\rho_b = 5 \cdot 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$, тогда

$$[U] = 0,485 r_p [U_{CD}]. \quad (55)$$

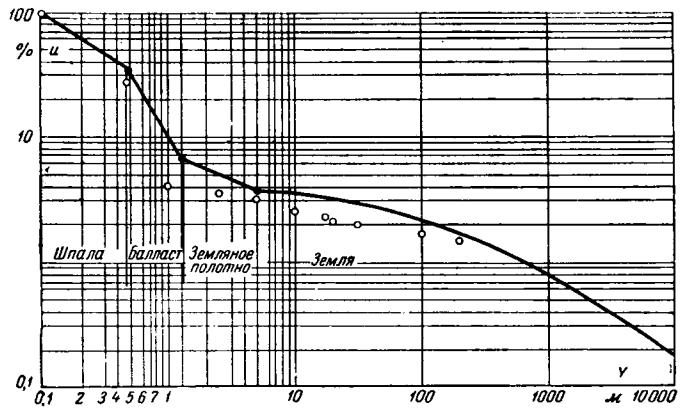


Рис. 5. Зависимость относительной величины потенциала шпал, балласта, земляного полотна и земли от ширины сближения.

— теоретическая зависимость; ○ — измеренные величины.

Выражение (55) можно представить в виде

$$[U] = C [U_{CD}], \quad (56)$$

где C — коэффициент, определяемый величиной сопротивления ρ_3 :

$\rho_3, \text{ ом} \cdot \text{м}$	C
1	1,00
10	1,03
100	1,12
1 000	2,04
3 000	4,07

Установленное на основе теоретического анализа распределение потенциала рельсов между шпалами, балластом, земляным полотном и землей было проверено экспериментально на магистральном участке переменного тока Восточно-Сибирской дороги. Условия опыта соответствовали условиям рассмотренного примера. Потенциалы шпалы, балласта, земляного полотна и земли определялись по отношению к электроду, забитому на расстоянии 350 м от головки ближайшего рельса. Относительные величины измеренных потенциалов в зависимости от расстояния до ближайшего рельса представлены на рис. 5*. Здесь же дана теоретическая зависимость u (Y), соответствующая рассматриваемым условиям. Как видно из рис. 5, расчетные значения относительного потенциала земли примерно на 1,0—1,5% превышают измеренные величины. Некоторое уменьшение относительных значений измеренных потенциалов объясняется тем, что они определялись по отношению к электроду, удаленному от рельсов только на 350 м. Потенциал земли на таком расстоянии отличается от нулевого примерно на 1,5% (рис. 5). С учетом этого обстоятельства выполненное сравнение свидетельствует о высокой точности предложенного метода расчета.

Выражение (52) означает, что относительная величина потенциала земли при $Y \geq Y_0$ определяется только величиной отношения ρ_3/r_p и не зависит от сопротивления земли, что уже было установлено нами экспериментально [Л. 2].

Таким образом, допустимая величина потенциала рельсов при $\rho \leq 100 \text{ ом} \cdot \text{м}$ практически не от-

* Измерение потенциалов земли выполнено А. Р. Суминым.

личается от $[U_{cd}]$. В то же время, если $\rho \geq 1000 \text{ ом} \cdot \text{м}$ (сухой песок, промерзшая земля), допустимый потенциал более чем в два раза превышает $[U_{cd}]$.

Выводы. 1. Переходное сопротивление «рельсы—земля», в основном определяется сопротивлением шпал, балласта и земляного полотна. Сопротивление земли, как правило, оказывает сравнительно слабое влияние на величину переходного сопротивления. В связи с этим расчет переходного сопротивления следует производить по предложенной в статье новой формуле, учитывающей зависимость переходного сопротивления от сопротивления шпал, балласта, земляного полотна и земли.

2. Наибольшие градиенты потенциала возникают в непосредственной близости от рельсов в элементах верхнего строения пути (шпалы, балласт) и земляном полотне. Максимальный потенциал земли, как правило, не превышает 5% от потенциала рельсов. Известная теория гальванического влия-

ния, устанавливающая однозначное соответствие между потенциалом и сопротивлением земли, не позволяет определять потенциалы и их градиенты в пределах окорельсового пространства (шпалы, балласт, земляное полотно). Рассчитанные по формулам [Л. 1] потенциалы земли в зоне гальванического влияния рельсов в несколько раз превышают действительные величины.

В связи с этим расчет гальванического влияния рекомендуется производить на основе предложенной в статье уточненной теории гальванического влияния, позволяющей определять действительные потенциалы рельсов, шпал, балласта, земляного полотна и земли.

Литература

1. Sunde E. D., Earth Conduction Effects in Transmission Systems, N. Y., 1949.
2. Каракин Р. Н., Тяговые сети переменного тока, «Транспорт», 1964.

[30.12.1964]



УДК 621.064.1

Токи короткого замыкания в тяговой сети с отсасывающими трансформаторами

Канд. техн. наук И. В. ПАВЛОВ

Москва

На ряде участков железных дорог, электрифицированных по системе переменного тока промышленной частоты, для защиты от индуктивного и гальванического влияний тяговой сети на различные протяженные коммуникации, проложенные вдоль полотна железной дороги (например, линии связи, трубопроводы, электрические сети), получили применение отсасывающие трансформаторы [Л. 1]. При установке отсасывающих трансформаторов с обратным проводом их первичная обмотка включается последовательно в контактную сеть, а вторичная — в дополнительный обратный провод, который подвешен на опорах контактной сети и соединен с рельсами в точках, находящихся посередине между соседними трансформаторами (рис. 1). Исследование режима короткого замыкания в тяговой сети с отсасывающими трансформаторами представляет значительный интерес для решения следующих вопросов.

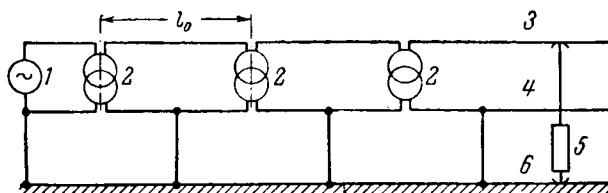


Рис. 1. Схема включения отсасывающих трансформаторов с обратным проводом.

1 — тяговая подстанция; 2 — отсасывающий трансформатор; 3 — контактная сеть; 4 — обратный провод; 5 — электровоз; 6 — рельсовая сеть.

1. Для определения зависимости тока повреждения от места короткого замыкания, которая используется при выборе релейной защиты фидеров контактной сети.

2. Для определения наибольших значений индуцированных в различных коммуникациях напряжений, которые возникают при коротком замыкании и пропорциональны току повреждения.

3. Для нахождения максимальных потенциалов рельсовой сети и земли вблизи полотна железной дороги.

Максимальное значение этих потенциалов соответствует короткому замыканию в контактной сети и зависит от значения тока повреждения. По условиям обеспечения необходимой степени снижения индуктивного влияния отсасывающие трансформаторы выполняются так, чтобы во всем диапазоне изменения рабочих токов тяговой сети сталь их сердечников была насыщена неполностью, а ток намагничивания весьма невелик. При этом почти весь ток электротяги возвращается на подстанцию по обратному проводу, в то время как при отсутствии отсасывающих трансформаторов примерно 30—50% этого тока проходит по земле. Поэтому полное сопротивление тяговой сети с отсасывающими трансформаторами при рабочей нагрузке значительно больше, чем без них.

Во время короткого замыкания ток в контактной сети может значительно превышать наибольший рабочий ток. Вследствие насыщения стали сердечников отсасывающих трансформаторов при этом

возрастает их ток намагничивания, а это ведет к уменьшению тока в обратном проводе и ответвлению части тока в рельсовую сеть и землю. Чем больше перегрузка отсасывающего трансформатора, тем сильнее различаются значения токов контактной сети и обратного провода. Полное сопротивление тяговой сети с отсасывающими трансформаторами зависит от соотношения этих токов, которое в свою очередь является функцией перегрузки трансформаторов. Следовательно, такая тяговая сеть при коротком замыкании представляет собой нелинейный двухполюсник, сопротивление которого зависит от значения проходящего по нему тока.

Как показал анализ, учитывающий распределение тока по элементам тяговой сети с отсасывающими трансформаторами, ее полное сопротивление для каждого пути двухпутного участка может быть вычислено по формуле [Л. 2]

$$z'_{c.t} = z'_k + z'_{o.k}(c' - n') + k'_1[z'_{o.p}(n' - c') - z'_{k.p}] + \\ + n'c'(k'_2z'_{o.p} - z'_o) + \frac{Z'_t}{l_o} + \alpha[z_{k.k} + c''(z_{k.o} - \\ - k''_1z''_{o.p} - n''z_{o.o} + k''_2n''z''_{o.p}) + \\ + n''(k''_2z'_{o.p} - z'_{o.k'}) - k''_1z'_{k.p}], \quad (1)$$

где z_k , z_o , z_p — полные сопротивления соответственно контактной сети, обратного провода, рельсовой сети, $\text{ом}/\text{км}$;

$z_{k.p}$, $z_{k.o}$, $z_{o.p}$, $z_{o.o}$, $z_{k.k}$ — полные сопротивления взаимоиндукции между соответствующими элементами тяговой сети двухпутного участка, определяемые по расстояниям на рис. 2, $\text{ом}/\text{км}$;

$$k_1 = \frac{z_{k.p}}{z_p}; \quad k_2 = \frac{z_{o.p}}{z_p};$$

$c = |c|e^{j\beta}$ — комплексный коэффициент трансформации, характеризующий соотношение токов обратного провода I_o и контактной сети I_k и определяющий как отношение модулей этих токов, так и фазовый угол между ними β ;

n — коэффициент трансформации отсасывающих трансформаторов;

Z_t — полное сопротивление отсасывающего трансформатора, приведенное к его первичной обмотке, ом ;

l_o — расстояние между соседними отсасывающими трансформаторами, км ;

α — отношение нагрузки контактной сети второго пути к нагрузке первого пути.

Величины с индексом ' относятся к первому пути, с индексом '' — ко второму пути.

Формула (1) универсальна. При условиях $c = 0$, $n = 0$ и $Z_t = 0$ она дает возможность определить полное погонное сопротивление тяговой сети одного пути двухпутного участка без отсасывающих трансформаторов:

$$z_c = z'_k - z'_{k.p}k'_1 + \alpha(z_{k.k} - z'_{k.p}k''_1). \quad (1a)$$

Как известно, значение тока короткого замыкания в тяговой сети зависит от сопротивления системы внешнего энергоснабжения Z_{bh} , сопротивления тяговых трансформаторов подстанции Z_n , полного погон-

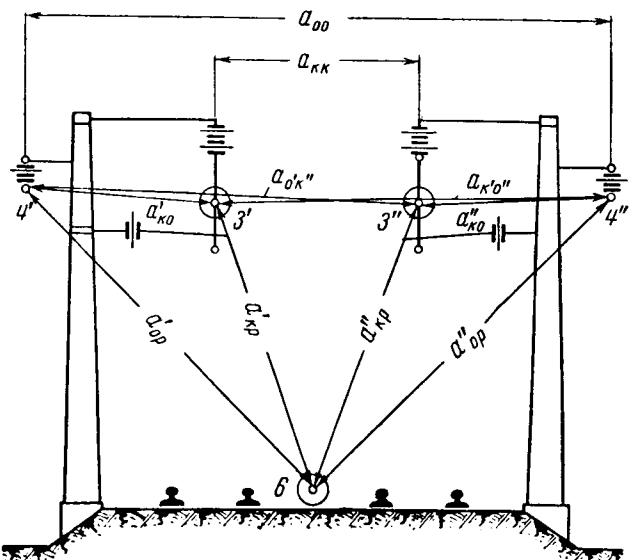


Рис. 2. Расположение элементов тяговой сети на двухпутном участке железной дороги.
— соответствующие расстояния между элементами тяговой сети.

ного сопротивления тяговой сети, а также от расстояния между подстанцией и местом короткого замыкания $l_{k.z}$.

В общем случае при включении между тяговой подстанцией и местом короткого замыкания отсасывающих трансформаторов p -типов и отсутствии отсасывающих трансформаторов на части этой зоны ток короткого замыкания определяется по формуле

$$I_{k.s} = \frac{U_n}{Z_{bh} + Z_n + \sum_{i=1}^{i=p} z_{c.ti}(I)l_{ti} + z_c \left(l_{k.s} - \sum_{i=1}^{i=p} l_{ti} \right)}, \quad (2)$$

где U_n — напряжение холостого хода на шинах 27,5 кв тяговой подстанции, в;

$z_{c.ti}(I)$ — нелинейное полное сопротивление тяговой сети, зависящее от значения тока, для участка с i -м типом отсасывающих трансформаторов, $\text{ом}/\text{км}$;

l_{ti} — длина участка в пределах зоны $l_{k.z}$, на котором включены отсасывающие трансформаторы i -го типа, км ;

z_c — полное сопротивление тяговой сети без отсасывающих трансформаторов, $\text{ом}/\text{км}$.

Решение уравнения (2) позволяет в конкретных условиях определить значение тока в контактной сети при коротком замыкании и параметры тяговой сети, соответствующие этому току.

На основании анализа векторной диаграммы отсасывающего трансформатора [Л. 3] соотношение токов с связано с его параметрами зависимостью

$$1 + c \left[\frac{1}{n} + nY(Z_n + Z_2) \right] = 0. \quad (3)$$

Здесь $Y = \frac{I_m}{E_1}$ — полная проводимость намагничивания первичной цепи трансформатора, ом^{-1} ;

I_m — ток намагничивания, a ;

E_1 — э. д. с. первичной обмотки трансформатора, в;

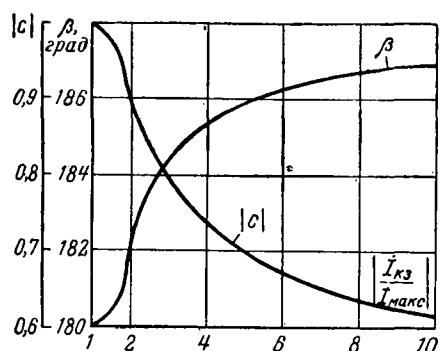


Рис. 3. Зависимость модуля и аргумента соотношения токов c от степени перегрузки отсасывающего трансформатора.

Z_2 — полное сопротивление вторичной обмотки отсасывающего трансформатора, ом ;

Z_n — полное сопротивление нагрузки отсасывающего трансформатора в омах, определяемое по формуле [Л. 2]

$$Z_n = \left(z_0 + \frac{z_{k,0}}{c} \right) l_0. \quad (4)$$

Учитывая (4), из формулы (3) получаем:

$$c = - \frac{(1 + nY_{z_{k,0}}l_0)n}{1 + n^2 Y(z_0 l_0 + Z_2)}. \quad (5)$$

Как известно, э. д. с. первичной и вторичной обмоток связаны соотношением:

$$\dot{E}_1 = -n\dot{E}_2 = 4,44f\omega_1 Q B_{\max} \cdot 10^{-8}; \quad (6)$$

$$\dot{I}_m = \frac{(aw)l_i}{\omega_1}. \quad (7)$$

Здесь (aw) , B_{\max} — ампер-витки (а/см) и индукция (гс) стали сердечника трансформатора, определяемые по кривой намагничивания;

Q — сечение сердечника трансформатора, см^2 ;

l_i — средняя длина силовой линии для сердечника трансформатора, см .

Из векторной диаграммы отсасывающего трансформатора следует, что

$$I_o (Z_n + Z_2) = \dot{E}_2; \quad (8)$$

$$I_o = c I_k. \quad (9)$$

Используя представленные соотношения и приняв, что ток намагничивания I_m опережает э. д. с. E_1 на 90° , можно построить кривую изменения модуля и аргумента c в зависимости от степени перегрузки отсасывающего трансформатора (рис. 3). Степень перегрузки отсасывающего трансформатора при коротком замыкании можно характеризовать отношением модуля тока короткого замыкания в контактной сети к модулю максимального рабочего тока (I_{\max}), допустимого для данной конструкции отсасывающего трансформатора при конкретном значении сопротивления его нагрузки. Значение максимального рабочего тока при этом определится по формуле

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{Z_{n,p}}, \quad (10)$$

где U_{\max} — паспортное значение максимального напряжения отсасывающего трансформатора, в ;

$Z_{n,p}$ — полное сопротивление нагрузки отсасывающего трансформатора при рабочем токе, ом .

Как видно из рис. 3, при увеличении перегрузки трансформаторов модуль соотношения токов c уменьшается, а аргумент увеличивается. На рис. 4 приведены кривые изменения модуля и аргумента погонного полного сопротивления тяговой сети одного пути двухпутного участка в зависимости от степени перегрузки трансформаторов, полученные на основании расчетов по формуле (1). Как видно из этих кривых, при увеличении перегрузки отсасывающих трансформаторов модуль погонного полного сопротивления тяговой сети уменьшается, приближаясь к соответствующему значению без отсасывающих трансформаторов, а в некоторых случаях становясь даже ниже; аргумент же остается практически постоянным. Так, при перегрузке отсасывающих трансформаторов в 2 раза полное сопротивление тяговой сети снижается на 10%, а при перегрузке в 6 раз — на 20% по сравнению с значениями при отсутствии перегрузки. Дальнейшая перегрузка отсасывающих трансформаторов вызывает незначительное снижение полного сопротивления тяговой сети.

Для решения уравнения (2) целесообразно аналитически выразить зависимость полного сопротивления тяговой сети от степени перегрузки отсасывающих трансформаторов. Наиболее удобно при этом воспользоваться дробно-линейной функцией для аппроксимации этой зависимости. Пусть имеется кривая $z_{ct} = f\left(\left|\frac{I_{k,a}}{I_{\max}}\right|\right)$, представленная графически. Методом подбора можно найти гиперболу $y = \frac{A}{x}$, наиболее близко совпадающую с исходной



кривой. Центр этой гиперболы в новых координатах имеет абсциссу ($-\delta_i$) и ординату α_i . Тогда уравнение дробно-линейной функции, заменяющей данную кривую, примет вид:

$$|z_{c.t.i}| = \frac{\alpha_i \left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \beta_i}{\left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \delta_i}, \quad (11)$$

где

$$\beta_i - \alpha_i \delta_i = A_i.$$

Естественно, что уравнение (11) справедливо при

$$|I_{k.z}| > I_{\max i}.$$

Определение значения тока короткого замыкания и полного сопротивления тяговой сети при различном расстоянии места замыкания от тяговой подстанции по уравнению (2) следует производить в следующей последовательности [Л. 4].

Первый этап. Определяется модуль тока короткого замыкания, соответствующего данному расстоянию от подстанции до места короткого замыкания. Для этого уравнение (2) преобразуется следующим образом:

$$|I_{k.z}| = \sqrt{\frac{|U_n|}{\left[R_{vn} + R_n + \sum_{i=1}^{i=p} r_{c.t.i}(I) l_{ti} + r_c \left(l_{k.z} - \sum_{i=1}^{i=p} l_{ti} \right) \right]^2 + \left[X_{vn} + X_n + \sum_{i=1}^{i=p} x_{c.t.i}(I) l_{ti} + x_c \left(l_{k.z} - \sum_{i=1}^{i=p} l_{ti} \right) \right]^2}}, \quad (12)$$

где $Z_{vn} = R_{vn} + jX_{vn}$; $Z_n = R_n + jX_n$,
 $r_{c.t.i}(I)$ — активная составляющая нелинейного сопротивления тяговой сети каждого участка с i -м типом отсасывающих трансформаторов, $ом/км$;
 $x_{c.t.i}(I)$ — нелинейная индуктивная составляющая погонного сопротивления тяговой сети для тех же участков, $ом/км$.

Принимая аргумент полного сопротивления тяговой сети постоянным, по формуле (11) имеем:

$$r_{c.t.i}(I) = \frac{\alpha_i \left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \beta_i}{\left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \delta_i} \cos \varphi_{c.t.i}; \quad (13)$$

$$x_{c.t.i}(I) = \frac{\alpha_i \left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \beta_i}{\left| \frac{I_{k.z}}{I_{\max i}} \right| + \delta_i} \sin \varphi_{c.t.i}. \quad (14)$$

Здесь $\varphi_{c.t.i}$ — аргумент погонного полного сопротивления тяговой сети, град;

$I_{\max i}$ — максимальный рабочий ток для отсасывающих трансформаторов каждого типа, A ;

$\alpha_i, \beta_i, \delta_i$ — параметры дробно-линейной функции для каждого участка с трансформаторами i -го типа.

После подстановки в уравнение (12) соответствующих величин нахождение модуля тока корот-

кого замыкания для каждого значения величины $l_{k.z}$ сводится к решению алгебраического уравнения.

Уравнение (12) позволяет также определить часть фидерной зоны, короткое замыкание на которой вызывает перегрузку отсасывающих трансформаторов. С этой целью следует принять в уравнении (12) $|I_{k.z}| = I_{\max}$ для трансформатора меньшей мощности и решить его относительно величины $l_{k.z}$.

Второй этап. По найденному значению модуля тока короткого замыкания на основании выражений (13) и (14) определяются активная и индуктивная составляющие полного сопротивления тяговой сети для участков с трансформаторами типов от 1 до p -го, соответствующие короткому замыканию в данной точке тяговой сети. По ним определяется полное сопротивление участка тяговой сети от подстанции до этой точки, и после подстановки его в формулу (2) находится комплексное выражение тока короткого замыкания, а по последнему — значение угла между этим током и напряжением тяговой подстанции.

На рис. 5 представлены кривые изменения значения тока короткого замыкания в тяговой сети

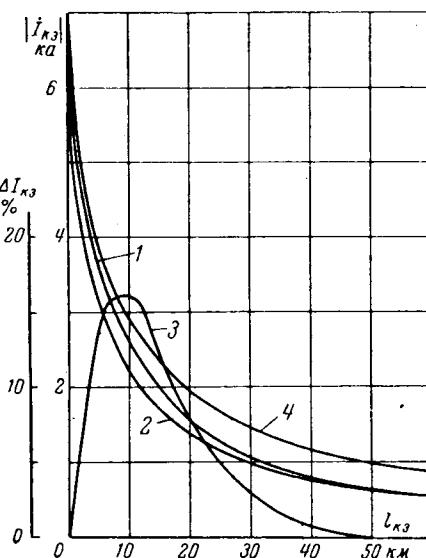


Рис. 5. Изменение тока короткого замыкания в контактной сети с отсасывающими трансформаторами в зависимости от расстояния между тяговой подстанцией и местом замыкания при исходных данных: $Z_{vn}=0$, контактная сеть выполнена проводами ПБСМ1-95 и МФ-100, обратный провод А-185.

1 — с учетом степени перегрузки отсасывающих трансформаторов; 2 — без учета перегрузки; 3 — погрешности при расчете без учета перегрузки ($\Delta I_{k.z}$ в процентах); 4 — для тяговой сети без отсасывающих трансформаторов.

с отсасывающими трансформаторами в зависимости от расстояния между тяговой подстанцией и местом короткого замыкания, построенные на основании расчетов по представленной выше методике. Там же даны аналогичные зависимости для тяговой сети без отсасывающих трансформаторов, а также при условии сохранения соотношения токов $c = -1$. Как видно из этих кривых, различие значения тока короткого замыкания при наличии и отсутствии отсасывающих трансформаторов увеличивается по мере удаления места короткого замыкания от тяговой подстанции, достигая в принятых условиях на конце фидерной зоны 40%. Из представленных кривых следует, что если не учитывать изменения параметров тяговой сети в зависимости от степени перегрузки отсасывающих трансформаторов, т. е. принять $c = -1$, то ошибка при расчете тока короткого замыкания может достигать около 20%, причем наибольшее значение ее соответствует расстоянию между подстанцией и местом короткого замыкания порядка 10–15 км.

Опыты короткого замыкания на участке с отсасывающими трансформаторами. На двухпутном электрифицированном участке длиной 42 км с отсасывающими трансформаторами, включенными на всей длине этого участка в среднем через 2 км, были проведены опыты короткого замыкания в контактной сети одного из путей при различном расстоянии от подстанции до места короткого замыкания. Во время этих опытов производились осциллографирования тока короткого замыкания и напряжения на шинах 27,5 кв питающей тяговой подстанции. Характеристика участка, на котором производились опыты: контактная сеть выполнена проводами ПБСМ1-70 и МФ-100, обратный провод А-185, среднее расстояние между контактной сетью и обратным проводом 6,1 м, рельсы в основном типа Р65, проводимость земли $10 \cdot 10^{-3}$ сим/м.

В результате обработки экспериментальных данных получены кривые изменения модуля и аргумента полного сопротивления тяговой сети в зависимости от степени перегрузки (рис. 6, а) отсасывающих трансформаторов, а также кривые изменения тока короткого замыкания в зависимости от расстояния между питающей тяговой подстанцией и местом короткого замыкания (рис. 6, б). Там же приведены результаты расчетов указанных зависимостей по представленной выше методике.

Как можно видеть из сопоставления, характер изменения модуля и аргумента полного сопротивления тяговой сети в зависимости от степени перегрузки отсасывающих трансформаторов, показанный в теоретической части, подтверждается данными эксперимента, а величины тока повреждения при изменении точки короткого замыкания, полученные на

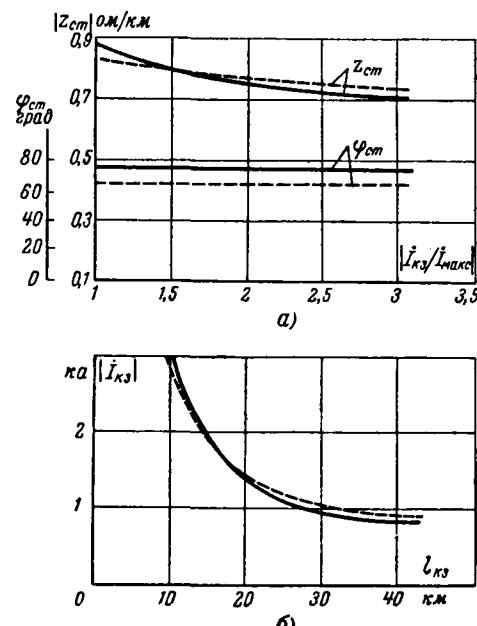


Рис. 6. Зависимость модуля и аргумента полного сопротивления тяговой сети от степени перегрузки отсасывающими трансформаторами (а) и изменение тока короткого замыкания в зависимости от расстояния между тяговой подстанцией и местом замыкания (б). Сплошная линия — по данным опытов; штриховая — по результатам расчетов.

основании расчетов, согласуются достаточно близко с данными опытов.

Литература

- Павлов И. В., К вопросу применения отсасывающих трансформаторов для защиты линий связи, «Электричество», 1957, № 3.
- Павлов И. В., Потери напряжения и энергии в тяговой сети с отсасывающими трансформаторами, Труды Все-Союзного научно-исслед. ин-та ж.-д. транспорта, вып. 256, М., Трансжелдориздат, 1963.
- Павлов И. В., Способы повышения защитного действия отсасывающих трансформаторов, «Электросвязь», 1959, № 4.
- Ионкин П. А., Расчет цепей переменного тока с инерционными нелинейными элементами, «Электричество», 1954, № 9.

[24.4.1964]



ПОПРАВКА

В статье «О методике определения расстояний от сухих токоограничивающих реакторов до ферромагнитных тел» инж. В. Г. Стернина («Электричество», № 2, 1965 г.) по вине автора допущена ошибка. Численный коэффициент в выражении (8) равен 5,5, а не $5,5 \cdot 10^{-4}$, как это указано в статье.

Статистическая координация уровней фазовой и междуфазовой изоляции по условиям воздействия коммутационных перенапряжений

Инж. Д. Е. АРТЕМЬЕВ

Ленинград

Минимальные допустимые расстояния между фазами на подстанциях, на транспозиционных опорах, а также междуфазовая изоляция трехфазных трансформаторов высших классов напряжений должны выбираться с учетом возможных коммутационных перенапряжений между фазами и их повторяемости при различных коммутациях. В СССР минимальные габариты между фазами на подстанциях с номинальным напряжением до 220 кв принимаются такими же, как габариты между фазой и землей, на подстанциях 330 и 500 кв расстояния по воздуху между фазами принимаются на 12% выше, чем расстояния фаза — земля. Руководящими указаниями AIEE [Л. 1] для подстанций 230 и 288 кв отношение минимальных габаритов (в свету) фаза — фаза и фаза — земля рекомендуется принимать равным 1,20—1,27. Близким к указанным значениям принимается отношение габаритов фаза — фаза и фаза — земля (1,28) на английских подстанциях 275 кв. Еще большими принимаются в США отношения габаритов фаза — фаза и фаза — земля на подстанциях 345 кв: 1,33—1,40 и даже 1,73—1,80 [Л. 2]. Проблема рационального выбора габаритов между фазами становится все более острой в связи со снижением уровней изоляции и особенно с ростом номинальных напряжений электрических сетей, когда неоправданное завышение междуфазовых расстояний значительно увеличивает стоимость подстанций. Не менее важным является вопрос о выборе испытательного напряжения для междуфазовой изоляции трехфазных трансформаторов при снижении уровней главной изоляции.

Обоснованность принимаемых соотношений габаритов фаза — фаза и фаза — земля, а также уровней испытательных напряжений фазовой и междуфазовой изоляции трехфазных трансформаторов можно подтвердить или отвергнуть, располагая большим числом экспериментальных данных, которые позволили бы оценить параметры статистического распределения фазовых и междуфазовых перенапряжений и связь между ними при различных переходных процессах. Научно-исследовательский институт постоянного тока в течение ряда лет проводит измерения коммутационных перенапряжений в действующих сетях 110—500 кв. Достаточно большое число этих экспериментов позволяет дать надежные оценки по соотношениям фазовых и междуфазовых перенапряжений, а также указать методику их использования при координации фазовой и междуфазовой изоляции.

Все основные виды коммутационных перенапряжений определяются переходными процессами

в схеме односторонне питаемой линии при различных начальных условиях. Такая схема сети и подвергалась испытаниям с вариацией длины линий, мощности питающей системы или станции и числа поперечных реакторов на линии. С одновременным осциллографированием фазовых и междуфазовых напряжений было испытано 14 схем: длина линии менялась от 145 до 560 км, реактивность питающей системы по отношению к волновому сопротивлению линии составляла 0,1—0,7. В двух схемах сети 220 кв коммутации осуществлялись многообъемными баковыми выключателями типа МКП, во всех остальных — воздушными выключателями типа ВВН без малоомных шунтирующих сопротивлений. Перенапряжения измерялись при включении и отключении ненагруженной линии, а также при повторном включении, выполняемом либо автоматически с паузой 0,35 сек, либо от руки с паузой 0,7—1,5 сек. Поскольку в применяемых в СССР схемах коммутации подстанций 330 и 500 кв практически все аппараты стороны высшего напряжения (трансформаторы тока и напряжения, разъединители, выключатель, конденсаторы связи) при включении и отключении передачи остаются подсоединенными к разомкнутому концу линии, междуфазовые перенапряжения измерялись на разомкнутом конце линии передачи. Осциллографились три фазовых и три междуфазовых напряжения; для записи использовались катодные осциллографы с механической разверткой и емкостно-омические делители напряжения, в небольшой части опытов в сети 500 кв использовались трансформаторы напряжения и магнитоэлектрические осциллографы. Точность измерений катодными осциллографами оценена в 3%. По осциллограммам определялись кратности перенапряжений и как отношение наибольшей амплитуды напряжения в переходном режиме к амплитуде того же напряжения в установленном режиме.

Методика обработки экспериментальных данных. При трехфазной коммутации вероятность превышения определенной кратности перенапряжения одинакова для каждой из фаз, т. е. при достаточно большом числе коммутаций одного вида статистические кривые распределения кратностей перенапряжений в данной точке сети будут одинаковы для всех трех фаз. Этот вывод полностью подтверждается результатами полевых измерений: статистические кривые распределения перенапряжений в одной и той же схеме, построенные для каждой из фаз, совпадают с кривой распределения, построенной по общим данным для всех трех фаз. Та-

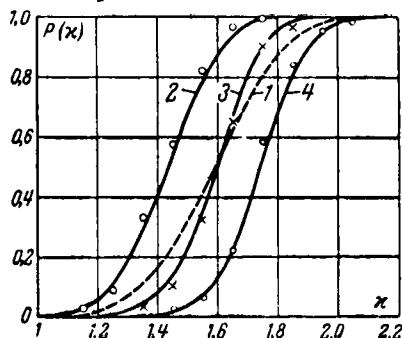


Рис. 1. Статистические распределения кратностей перенапряжений.

1 — исходное на фазах A, B, C; 2, 3 и 4 — соответственно для минимальной, средней и максимальной кратности в каждом трехфазном опыте.

ким образом, можно считать, что каждая трехфазная коммутация рассматриваемого вида дает случайную выборку объема $n=3$ кратностей перенапряжений из общей совокупности неограниченного объема. Если из единой генеральной совокупности случайных величин с функцией распределения $P(x)$ и плотностью распределения $p(x)$ производятся N выборок, каждая объема n , то при $N \rightarrow \infty$ распределение m -го нижнего члена из n значений, расположенных в порядке возрастания, будет [Л. 3]:

$$P(x_m \leq x) = \sum_{v=m}^n C_n^v [P(x)]^v [1 - P(x)]^{n-v}.$$

Отсюда для минимального члена при $n=3$ можно написать:

$$P_1(x) = 1 - [1 - P(x)]^3; \quad (1)$$

$$p_1(x) = 3[1 - P(x)]^2 p(x). \quad (2)$$

Для среднего члена будем иметь:

$$P_2(x) = [P(x)]^2 [3 - 2P(x)]; \quad (3)$$

$$p_2(x) = 6P(x)[1 - P(x)]p(x). \quad (4)$$

Для максимального члена выборки получим:

$$P_3(x) = [P(x)]^3; \quad (5)$$

$$p_3(x) = 3[P(x)]^2 p(x). \quad (6)$$

Изложенная трактовка наглядно иллюстрируется рис. 1, на котором приведено распределение $P(x)$ кратностей перенапряжений фаза — земля при включении ненагруженной линии (кривая 1), построенное по 204 измерениям (68 опытов) на всех трех фазах. Распределения, построенные по каждой из фаз, совпадают с этой кривой. Считая указанное распределение исходным, по формулам (1), (3) и (5) построены распределения минимальной, средней и максимальной кратностей. Точками нанесены опытные распределения минимальной, средней и максимальной кратностей, даваемых каждым трехфазным испытанием.

Определим вероятность перекрытия в одной коммутации хотя бы одной из трех гирлянд (или других изоляционных конструкций), соответствующих трем fazam сети. Распределения электрической

прочности (x_i) гирлянд на трех фазах допустимо считать одинаковыми и независимыми между собой — $P_i(x_i)$ при плотности распределения $p_i(x_i)$. Тогда вероятность перекрытия первой гирлянды может быть определена следующим путем. Вероятность того, что в рассматриваемой коммутации воздействующее на первую гирлянду перенапряжение принадлежит интервалу $x_i x + dx$ и что в то же время $x_i \leq x$ равна $P_i(x)p_i(x)dx$. Интегрированием последнего выражения по всем возможным значениям x в пределах $1, \infty$ получим вероятность перекрытия первой гирлянды при коммутациях данного вида:

$$P_1 = \int_1^\infty P_i(x) p_i(x) dx.$$

Аналогично можно найти вероятности перекрытия второй и третьей гирлянд:

$$P_2 = \int_1^\infty P_i(x) p_2(x) dx,$$

$$P_3 = \int_1^\infty P_i(x) p_3(x) dx.$$

Перекрытия первой, второй и третьей гирлянд совместимы, поэтому искомая вероятность перекрытия хотя бы одной из гирлянд будет равна:

$$P_{\text{пер}} = 1 - (1 - P_1)(1 - P_2)(1 - P_3) = \\ = P_1 + P_2 + P_3 - (P_1 P_2 + P_2 P_3 + P_3 P_1) + P_1 P_2 P_3.$$

Так как по условиям надежности работы изоляции вероятности перекрытий должны быть малы ($P_i < 0,1$), то без заметной погрешности произведенными вероятностями можно пренебречь. Тогда

$$P_{\text{пер}} \approx P_1 + P_2 + P_3. \quad (7)$$

Непосредственной подстановкой в (7) выражений для P_1 , P_2 и P_3 с использованием (2), (4) и (6) получим:

$$P_{\text{пер}} \approx 3 \int_1^\infty P_i(x) p(x) dx.$$

Интеграл, входящий в последнее равенство, есть ни что иное, как вероятность перекрытия гирлянд любой из трех фаз, поскольку по условию плотность распределения перенапряжений, действующих на каждую из фаз, задана в виде $p(x)$, а распределение электрической прочности изоляции каждой фазы — в виде $p_i(x)$.

Таким образом, вероятность перекрытия изоляции хотя бы одной из трех фаз при трехфазной коммутации для малых вероятностей приближенно может быть рассчитана как утроенная вероятность перекрытия каждой фазы. Исходя из этого, кратности перенапряжений фаза — земля, измеренные на трех фазах, при статистической обработке следует объединять; функцию распределения, построенную по этим данным, можно использовать для расчета вероятности перекрытия изоляции фазы, а вероятность перекрытия хотя бы одной из фаз, т. е. вероятность отключения передачи, будет в 3 раза большей.

Для координации уровня междуфазовой изо-

ляции с уровнем изоляции фаза — земля необходимо располагать сведениями о статистических распределениях фазовых и междуфазовых перенапряжений, а также сведениями о характеристике связи между ними. При горизонтальном расположении проводов трех фаз на подстанциях воздействию перенапряжений при трехфазной коммутации одновременно подвергаются пять промежутков (или изоляционных конструкций): три промежутка фаза — земля и два промежутка фаза — фаза. На транспозиционной опоре воздействию перенапряжений подвергаются шесть промежутков: по три промежутка фаза — фаза и фаза — земля. Рассмотрим последний случай симметричного расположения фаз. Разобъем шесть кратностей перенапряжений, сопутствующих какой-либо конкретной коммутации, на следующие три пары: минимальных, средних и максимальных кратностей фаза — фаза и фаза — земля. Условимся далее обозначать первой, второй и третьей парой изоляционных промежутков фаза — фаза и фаза — земля в данной коммутации ту из них, на которую воздействует соответственно пара минимальных, средних и максимальных кратностей перенапряжений. В результате получаем полную аналогию с предыдущим случаем выбора уровня фазовой изоляции, только вместо трех воздействий (*min*, *med*, *max*) на три промежутка фаза — земля, следует рассматривать три пары воздействий на три пары промежутков фаза — фаза и фаза — земля. При шести промежутках (три фаза — фаза и три фаза — земля) статистические характеристики кратности перенапряжений, действующих на каждую из трех пар промежутков, могут быть получены из объединенной совокупности минимальных, средних и максимальных пар кратностей. Поэтому из каждого трехфазного опыта с записью фазовых и междуфазовых перенапряжений необходимо брать три пары кратностей; иначе говоря, каждый трехфазный опыт дает три точки на плоскости двух случайных переменных:

кратности перенапряжений фаза — фаза и кратности перенапряжений фаза — земля, которые, разумеется, нельзя считать независимыми.

В соответствии с этим для каждой из коммутаций (включение и отключение линии, АПВ) по объединенным для всех фаз опытным точкам отыскивались функции распределения, удовлетворительно выравнивающие эмпирические распределения кратностей фазовых и междуфазовых перенапряжений, а также отыскивалась корреляционная связь между ними. Опыты, в которых хотя бы одна из измеряемых величин не была зафиксирована, в статистическом анализе по выявлению корреляционной связи между кратностями фазовых и междуфазовых перенапряжений не учитывались, так как измеренные в таких опытах кратности нельзя попарно разбить на минимальные, средние и максимальные.

Результаты экспериментов. По каждому виду коммутации было выполнено несколько серий опытов в схемах с различными параметрами: 8 серий для операции включения линии, 6 серий для АПВ и 2 серии для отключения ненагруженной линии. Каждая из серий содержала 21—60 измерений кратностей фазовых и междуфазовых перенапряжений (объем серии составлял 7—20 опытов). Сопоставление выборок, полученных в схемах с различными параметрами сети, показало, что для коммутации одного вида соответствует отдельная совокупность. Для операции отключения ненагруженной линии обрабатывались лишь результаты опытов с многообъемными масляными выключателями типа МКП, допускавшими многократные повторные зажигания дуги. Отключения ненагруженной линии воздушными выключателями типа ВВН в подавляющем большинстве опытов происходили без повторных зажиганий, вследствие чего кратности перенапряжений не превосходили 1,2. В отдельных редких случаях воздушные выключатели допускали одно повторное зажигание, однако и в этих слу-

Таблица 1

x_1	1,0—1,1	1,1—1,2	1,2—1,3	1,3—1,4	1,4—1,5	1,5—1,6	1,6—1,7	1,7—1,8	1,8—1,9	1,9—2,0	2,0—2,1	n
x_2												
1,0—1,10	1		1	3	5	3						13
1,10—1,20			1	3	5	8	3		1			21
1,20—1,30		2	2	7	10	12	4		1	1		39
1,30—1,40			1	1	4	8	9	6		1		30
1,40—1,50				2	5	9	9	15	3	6		49
1,50—1,60					1	2	3	8	6	3		31
1,60—1,70						2	9	13	7	1		32
1,70—1,80							1	4	2	3	1	11
1,80—1,90									3	1	1	5
n	1	2	5	17	31	45	43	46	23	16	2	231

Таблица 2

Вид коммутации	\bar{x}_1	\bar{x}_2	σ_1	σ_2	r	σ_r	t_{12}	t_{21}
Включение линии . .	1,63	1,42	0,185	0,188	0,640	0,039	0,656	0,674
АПВ . . .	1,69	1,47	0,269	0,229	0,655	0,049	0,694	0,702
Отключение линии . .	2,01	1,69	0,285	0,335	0,710			

чаях кратности перенапряжений были не более 1,2, так как повторное зажигание имело место через 30—90° после первого обрыва тока при малых напряжениях между контактами выключателя.

Число измерений кратностей перенапряжений фаза — земля (x_1) и фаза — фаза (x_2) при включении линии составило 231, опытные данные по величинам x_1 и x_2 сведены в табл. 1. Эмпирические числовые характеристики распределения двухмерной случайной величины (x_1, x_2) даны в табл. 2, где x_1 и x_2 — средние значения кратностей перенапряжений; σ_1^2 и σ_2^2 — дисперсии распределений x_1 и x_2 ; r — коэффициент корреляции; σ_r^2 — дисперсия распределения коэффициента корреляции; t_{12} и t_{21} — корреляционные отношения Пирсона.

Анализ распределений x_1 и x_2 с использованием критерия согласия χ^2 показывает, что указанные распределения отвечают нормальному закону с надежностями 0,85 и 0,75 соответственно. Основываясь на том, что распределения x_1 и x_2 близки к нормальному, среднеквадратическое отклонение от среднего для коэффициента корреляции вычислялось по выражению

$$\sigma_r = \frac{1 - r^2}{\sqrt{n}}. \quad (8)$$

Для проверки реальности корреляционной связи, как известно [Л. 4], необходимо отвергнуть гипотезу $r=0$, что будет иметь место, если $|r| < t_q \sigma_r$, где t_q — относительное отклонение, соответствующее $q\%$ -му уровню значимости. В нашем случае это неравенство выполняется лишь при $t_q > 16$ с надежностью, весьма близкой к единице, поэтому можно утверждать, что корреляционная связь между x_1 и x_2 существует, а так как диапазон возможных отклонений коэффициента корреляции от среднего значения на $\pm \sigma_r$ включает в себя корреляционные отношения Пирсона, то корреляционная связь близка к линейной. Прямые регрессии кратностей перена-

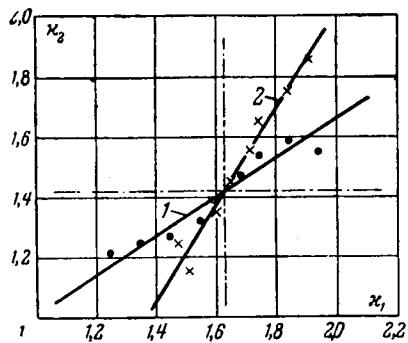


Рис. 2. Линии регрессии кратностей перенапряжений x_1 и x_2 при включении линии.

$$1 - x_2 = 1,42 + 0,65 (x_1 - 1,63); \quad 2 - x_1 = 1,63 + 0,63 (x_2 - 1,42).$$

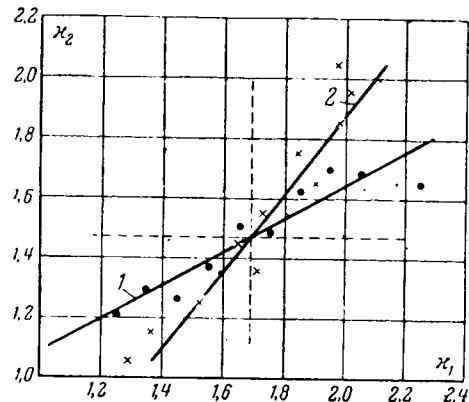


Рис. 3. Линии регрессии кратностей перенапряжений x_1 и x_2 при АПВ.

$$1 - x_2 = 1,47 + 0,557 (x_1 - 1,69); \quad 2 - x_1 = 1,69 + 0,768 (x_2 - 1,47).$$

пряжений фаза — фаза и фаза — земля при включении линии толчком даны на рис. 2.

Опытные данные по кратностям перенапряжений x_1 и x_2 при АПВ даны в табл. 3. Эмпирические числовые характеристики распределения двухмерной величины (x_1, x_2) при АПВ, найденные по 135 измерениям, приведены в табл. 2.

И при этой коммутации распределения кратностей перенапряжений x_1 и x_2 с надежностями соответственно 0,90 и 0,80 согласуются с нормальным законом, а потому среднеквадратическое отклонение для коэффициента корреляции вычислялось также по формуле (8). Корреляционная связь между x_1 и x_2 проявляется с надежностью, весьма близкой к единице, поскольку $r \approx 13 \sigma_r$. Опытные данные подтверждают также прямолинейность связи (рис. 3).

Распределения кратностей x_1 и x_2 при отключении ненагруженной линии масляным выключателем находились по 39 измерениям. С надежностью 0,6 оба распределения согласуются с нормальным законом; параметры распределений даны в табл. 1. Для выявления корреляционной связи имелось лишь 18 измерений; остальные измерения получены в опытах с неполнотой данных. Тем не менее 18 измерений было проанализировано. Коэффициент корреляции оказался равным $r = 0,71$. Малый объем испытаний не позволяет обоснованно предполагать выборочный закон распределения коэффициента корреляции близким к нормальному. В данном случае правильнее проводить оценку точности r , используя преобразование, введенное Фишером. Последний показал, что величина

$$z = \frac{1}{2} \ln \frac{1+r}{1-r} \quad (r = \operatorname{th} z)$$

уже при небольших значениях n с хорошим приближением следует нормальному закону, при этом σ_z не зависит от коэффициента корреляции и равно:

$$\sigma_z = \frac{1}{\sqrt{n-3}}.$$

Для рассматриваемого случая ($n=18, r=0,71$) имеем $\sigma_z=0,258$, откуда с надежностью 0,99 интервал для z будет $0,222 < z < 1,552$. Следовательно, с той же надежностью $0,220 < r < 0,915$, т. е. с на-

дежностью 0,99, гипотеза $r=0$ должна быть отвергнута; корреляционная связь существует и, более того, гипотеза о прямолинейности связи не противоречит опыту.

Таким образом, при решении вопроса о координации фазовой и междуфазовой изоляции можно считать, что во всех трех исследованных коммутациях кратности κ перенапряжений в конце линии между фазами и на фазах относительно земли подчиняются двухмерному нормальному закону распределения. Параметры распределений даны в табл. 1.

Координация уровня междуфазовой изоляции с уровнем изоляции фаза — земля. Будем характеризовать электрическую прочность изоляции распределением амплитуды перенапряжения k_{ii}^* , приходящего к перекрытию или пробою изоляции. Обозначим через k_{ii1} случайно меняющуюся электрическую прочность изоляции фаза — земля, а через k_{ii2} — электрическую прочность изоляции фаза — фаза. При одновременном воздействии на фазовую и междуфазовую изоляцию перенапряжений с амплитудами соответственно k_1 и k_2^* перекрытия изоляции фаза — земля будут происходить в следующих двух случаях.

1. Если одновременно выполняются неравенства

$$k_{ii1} < k_1; \quad k_{ii2} > k_2; \quad \text{т. е. } \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} > \frac{k_2}{k_1}.$$

2. Если выполняются неравенства

$$k_{ii1} < k_1; \quad k_{ii2} < k_2, \quad \text{но при этом } \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} > \frac{k_2}{k_1}.$$

* Выражено в кратностях по отношению к номинальному фазовому напряжению для перенапряжений фаза — земля и в кратностях к номинальному междуфазовому напряжению для перенапряжений фаза — фаза.

Изоляция между фазами будет перекрываться в следующих случаях.

1. Если одновременно выполняются неравенства

$$k_{ii1} > k_1; \quad k_{ii2} < k_2; \quad \text{т. е. } \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} < \frac{k_2}{k_1}.$$

Если выполняются неравенства

$$k_{ii1} < k_1; \quad k_{ii2} < k_2, \quad \text{но при этом } \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} < \frac{k_2}{k_1}.$$

Таким образом, из всех случаев, приводящих к перекрытиям, те из них, при которых выполняется неравенство

$$\frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} > \frac{k_2}{k_1} \quad \text{или} \quad \frac{k_2}{k_1} - \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} < 0,$$

будут происходить по пути фаза — земля, а те из них, при которых выполняется неравенство

$$\frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} < \frac{k_2}{k_1} \quad \text{или} \quad \frac{k_2}{k_1} - \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}} > 0,$$

будут происходить по пути фаза — фаза. Следовательно, если отыскать распределение $P_t(t)$ случайной величины

$$t = \frac{k_2}{k_1} - \frac{k_{ii2}}{k_{ii1}}, \quad (9)$$

то $P_t(0)$ будет составлять долю перекрытий, приходящихся на изоляцию фаза — земля, а $1 - P_t(0)$ — долю перекрытий, приходящихся на изоляцию фаза — фаза. Отсюда видно, что для выбора уровня междуфазовой изоляции, исходя из определенной пропорции в допускаемых перекрытиях изоляции фаза — фаза и фаза — земля, достаточно располагать сведениями по соотношению фазовых и междуфазовых перенапряжений, а также по соот-

Таблица 3

x_1	1,0—1,1	1,1—1,2	1,2—1,3	1,3—1,4	1,4—1,5	1,5—1,6	1,6—1,7	1,7—1,8	1,8—1,9	1,9—2,0	2,0—2,1	2,1—2,2	2,2—2,3	n
x_2														
1,0—1,1	1		1			1								3
1,1—1,2			5	5	4		1							15
1,2—1,3				4	3	6		2	1					16
1,3—1,4				3	1	6	1	3	2	1	3		1	21
1,4—1,5			2	1	2	4	3			1	2	1		20
1,5—1,6				2		3	6	5	4		1	2		23
1,6—1,7							3	3	4	2	2		3	17
1,7—1,8						1		1	5	3				10
1,8—1,9										2	1			3
1,9—2,0										1	1		1	3
2,0—2,1											4			4
n	1		8	15	10	21	15	17	17	10	13	3	5	135

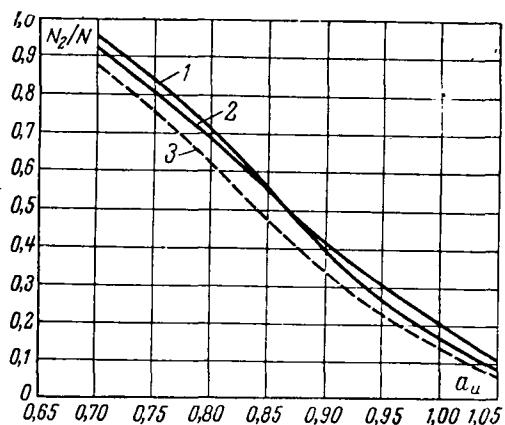


Рис. 4. Относительное число междуфазовых перекрытий в зависимости от соотношения средних разрядных напряжений промежутка фаза — фаза и фаза — земля.

1 — включение линии; 2 — АПВ; 3 — отключение ненагруженной линии масляным выключателем типа МКП.

ношению уровням фазовой и междуфазовой изоляции. Поскольку отношение перенапряжений фаза — фаза и фаза — земля k_2/k_1 , выраженных в кратностях по отношению к номинальным напряжениям (фазовому и междуфазовому), всегда равно отношению кратностей χ_2/χ_1 , экспериментальные данные по распределению кратностей χ_1 и χ_2 могут быть непосредственно использованы для выбора междуфазовой изоляции. Имея в виду, что распределение разрядных напряжений воздушных промежутков и внешней фарфоровой изоляции по данным исследований, выполненных в НИИПТ [Л. 8], а также в ЛПИ им. Калинина [Л. 5], хорошо согласуются с нормальным законом, и используя опытные данные по кратностям перенапряжений χ_1 и χ_2 , можно определить необходимое соотношение в уровнях фазовой и междуфазовой изоляции для распределительных устройств подстанций и транспозиционных опор линий передач, которое обеспечивало бы заданное соотношение вероятностей перекрытий по пути фаза — фаза и фаза — земля. Величина t , определяемая формулой (9), представляет собой разность двух независимых случайных величин ζ и η :

$$t = \zeta - \eta, \text{ где } \zeta = \frac{k_2}{k_1} = \frac{\chi_2}{\chi_1}, \quad \eta = \frac{k_{i2}}{k_{i1}}.$$

Величины ζ и η в свою очередь представляют собой частные случайные величины, распределенных

по нормальному закону, причем делимое χ_2 и делитель χ_1 величины ζ коррелированы, а делимое k_{i2} и делитель k_{i1} величины η можно считать независимыми. Вывод формулы для плотности распределения частного двух случайных величин, распределенных по двухмерному нормальному закону, дан в приложении. Плотность распределения разности $t = \zeta - \eta$ двух случайных величин дается, как известно [Л. 6], выражением

$$p_t(t) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{\zeta}(\zeta) p_{\eta}(t + \zeta) d\zeta. \quad (10)$$

Выражения для сомножителей $p_{\zeta}(\zeta)$ и $p_{\eta}(t + \zeta)$ подынтегральной функции (10) можно записать, воспользовавшись соответственно формулами (6) и (7) приложения, и, следовательно, относительное число перекрытий промежутка фаза — фаза N_2 из общего числа ожидаемых перекрытий N будет найдено как

$$\frac{N_2}{N} = \int_{-\infty}^{\infty} p_t(t) dt. \quad (11)$$

По формуле (11) были выполнены численные расчеты относительного числа перекрытий воздушного промежутка между фазами для трех исследованных коммутаций в зависимости от отношения $a_i = \frac{k_{i2}}{k_{i1}}$ средних разрядных напряжений промежутков фаза — фаза и фаза — земля. Коэффициенты изменчивости разрядных напряжений в расчетах принимались равными $c_{i1} = c_{i2} = 0,07$ и $c_{i1} = c_{i2} = 0,10$. Результаты расчетов представлены в табл. 4. Из таблицы видно, что изменение коэффициентов изменчивости в возможных пределах 0,07—0,10 незначительно сказывается на относительной вероятности перекрытия промежутка между фазами.

Зависимость относительного числа перекрытий междуфазового промежутка от коэффициента a_i для случая $c_{i1} = c_{i2} = 0,07$ иллюстрируется рис. 4. Как видно из рис. 4, кривые, относящиеся к различным коммутациям, достаточно близки между собой. Следует отметить, что кривая 3, соответствующая отключению ненагруженной линии, менее надежна, поскольку при корреляционном анализе перенапряжений фаза — фаза и фаза — земля использовано малое число опытных точек. Поэтому при выборе

Таблица 4

Относительное число перекрытий промежутка фаза — фаза из общего числа ожидаемых перекрытий

a_i	Включение линии		АПВ		Отключение ненагруженной линии выключателем типа МКП	
	$c_{i1} = c_{i2} = 0,07$	$c_{i1} = c_{i2} = 0,10$	$c_{i1} = c_{i2} = 0,07$	$c_{i1} = c_{i2} = 0,10$	$c_{i1} = c_{i2} = 0,07$	$c_{i1} = c_{i2} = 0,10$
0,70	0,95	0,91	0,92	0,89	0,88	0,84
0,75	0,84	0,80	0,81	0,78	0,75	0,72
0,80	0,71	0,68	0,69	0,67	0,62	0,59
0,85	0,56	0,55	0,56	0,55	0,47	0,47
0,90	0,40	0,42	0,42	0,43	0,34	0,36
0,95	0,27	0,31	0,30	0,32	0,23	0,27
1,00	0,17	0,22	0,20	0,23	0,14	0,19
1,05	0,08	0,13	0,11	0,15	0,07	0,11

изоляционных расстояний между фазами на транспозиционных опорах целесообразно пользоваться кривыми 1 и 2, весьма близкими между собой. Число междуфазовых перекрытий на подстанциях с горизонтальным расположением фаз будет несколько меньшим, чем даваемое кривыми на рис. 4, за счет того, что одновременному воздействию перенапряжений здесь подвергаются три промежутка фаза — земля и лишь два промежутка фаза — фаза. Снижение относительного числа перекрытий между фазами за счет несимметричного расположения фаз можно оценить следующим коэффициентом:

$$\gamma = \frac{2}{3 - \frac{N_2}{N}}.$$

Действительно, из предыдущего рассмотрения следует, что вероятности перекрытия нескольких промежутков при малых значениях вероятностей приближенно можно считать независимыми [см., например, формулу (7)]. Если обозначить вероятность перекрытия промежутка фаза — земля через p_1 , вероятность перекрытия промежутка фаза — фаза через p_2 , а

$$p_1 + p_2 = p, \quad (*)$$

то вероятность перекрытия хотя бы одного из пяти промежутков (три промежутка фаза — земля и два промежутка фаза — фаза) при одновременном воздействии перенапряжений будет $1 - (1 - p_1)^3(1 - p_2)^2$, вероятность перекрытий между фазами будет равна $1 - (1 - p_2)^2$. Следовательно, относительное число перекрытий между фазами N'_2 из общего числа ожидаемых перекрытий N' будет равно:

$$\frac{N'_2}{N'} = \frac{1 - (1 - p_2)^2}{1 - (1 - p_1)^3(1 - p_2)^2}.$$

В силу малости вероятностей p_1 и p_2 последнее равенство приближенно можно записать в виде

$$\frac{N'_2}{N'} \approx \frac{1 - (1 - 2p_2)}{1 - (1 - 3p_1)(1 - 2p_2)} \approx \frac{2p_2}{3p_1 + 2p_2} = \frac{2p_2}{3(p_1 + p_2) - p_2}.$$

Учитывая обозначение (*), получаем:

$$\frac{N'_2}{N'} \approx \frac{2p_2}{3P - p_2} = \frac{2}{3 - \frac{p_2}{P}} \cdot \frac{p_2}{P} = \frac{2}{3 - \frac{N_2}{N}} \cdot \frac{N_2}{N} = \gamma \frac{N_2}{N}.$$

Таким образом, кривые (рис. 4) при наличии кривых разрядных напряжений воздушных промежутков позволяют выбирать соотношение минимальных габаритов фаза — фаза и фаза — земля в распределительных устройствах подстанций и на транспозиционных опорах, исходя из желаемого соотношения в ожидаемых перекрытиях по пути фаза — фаза и фаза — земля.

Как видно из рис. 4, одинаковое число перекрытий между фазами и на землю ($N_2/N = 0,5$) будет иметь место при значении a_i , равном 0,87, т. е. при отношении амплитуд средних разрядных напряжений промежутка фаза — фаза и промежутка фаза — земля, равном $\sqrt{3} \cdot 0,87 = 1,5$. Этот результат хорошо согласуется с результатами исследований, выполненных в ЧССР: по данным авторов [Л. 9] при одной и той же вероятности амплитуды междуфазовых перенапряжений больше амплитуд перенапря-

жений относительно земли (если кратности последних составляют $k = 2,2—3,2$) в 1,40—1,55 раза. Если потребовать, чтобы возможные разряды происходили преимущественно по пути фаза — земля, как это принимается в проектной практике, то уровень изоляции между фазами должен превосходить уровень изоляции фаза — земля более чем в 1,5 раза. При отношении N_2/N , равном, например, 0,1, как это принималось нами ранее [Л. 10], отношение разрядных напряжений промежутков фаза — фаза и фаза — земля должно составить $\sqrt{3} \cdot 1,04 = 1,8$. Если же отдавать предпочтение перекрытиям между фазами, приняв, например, $N_2/N_1 = 0,9$, то отношение разрядных напряжений достаточно принять равным $\sqrt{3} \cdot 0,71 = 1,23$.

Необходимое исходное значение отношения N_2/N может быть строго обосновано только экономически, сопоставлением разности в ущербах, причиняемых междуфазовым перекрытием и перекрытием на землю, с возрастанием капитальных затрат на сооружение подстанции, вызванных увеличением междуфазовых габаритов. Представляется, что для сетей с глухим заземлением нейтрали, имеющих большие токи однополюсного замыкания на землю, разница в ущербах, причиняемых одно- и двухполюсным короткими замыканиями, будет невелика. В соответствии с этим при выборе междуфазовых габаритов в сетях высших классов напряжения, по-видимому, нецелесообразно создавать преимущества для развития возможных разрядов по пути фаза — земля по сравнению с промежутком фаза — фаза, поскольку это требует значительного увеличения междуфазовых габаритов.

Приложение. Распределение частного двух случайных величин, подчиняющихся двухмерному нормальному закону распределения. Дано двухмерное нормальное распределение величин k_1 и k_2 с параметрами \bar{k}_1 , \bar{k}_2 , σ_1 , σ_2 , r :

$$p(k_2, k_1) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-r^2}} \exp \left\{ \frac{-1}{2(1-r^2)} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{(k_2 - \bar{k}_2)^2}{\sigma_2^2} - 2r \frac{(k_2 - \bar{k}_2)(k_1 - \bar{k}_1)}{\sigma_1\sigma_2} + \frac{(k_1 - \bar{k}_1)^2}{\sigma_1^2} \right] \right\}.$$

Плотность распределения частного $\zeta = \frac{k_2}{k_1}$ равна [Л.6]:

$$p_\zeta(x) = \int_0^\infty z p(zx, z) dz - \int_{-\infty}^0 z p(zx, z) dz. \quad (\text{П-1})$$

Входящая в подынтегральное выражение (П-1) функция $p(zx, z)$ равна:

$$p(zx, z) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-r^2}} \exp \left\{ \frac{-1}{2(1-r^2)} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{(zx - \bar{k}_2)^2}{\sigma_2^2} - 2r \frac{(zx - \bar{k}_2)(z - \bar{k}_1)}{\sigma_1\sigma_2} + \frac{(z - \bar{k}_1)^2}{\sigma_1^2} \right] \right\}.$$

Выделив из трехчлена в квадратной скобке полный квадрат относительно z , можем записать:

$$p(zx, z) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-r^2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(z - y)^2}{\sigma^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{\bar{k}_1 x - \bar{k}_2}{\sqrt{x^2\sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2 x + \sigma_2^2}} \right)^2 \right] \right\}, \quad (\text{П-2})$$

где

$$y = \frac{x\bar{k}_2\sigma_1^2 - r\sigma_1\sigma_2(\bar{k}_2 + \bar{k}_1x) + \sigma_2^2\bar{k}_1}{x^2\sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2x + \sigma_2^2};$$

$$\sigma = \frac{\sigma_1\sigma_2 \sqrt{1-r^2}}{\sqrt{x^2\sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2x + \sigma_2^2}}.$$

Таким образом, определение плотности распределения частного по уравнению (П-1) сводится к вычислению двух интегралов:

$$I_1 = \int_0^\infty ze^{-\frac{(z-y)^2}{2\sigma^2}} dz, I_2 = \int_{-\infty}^0 ze^{-\frac{(z-y)^2}{2\sigma^2}} dz. \quad (\text{П-3})$$

Расчет (П-3) не вызывает затруднений:

$$I_1 = \sqrt{2\pi} \left[\sigma y F\left(\frac{y}{\sigma}\right) + \sigma^2 \varphi\left(\frac{y}{\sigma}\right) \right]; \quad (\text{П-4})$$

$$I_2 = \sqrt{2\pi} \left\{ \sigma y \left[1 - F\left(\frac{y}{\sigma}\right) \right] - \sigma^2 \varphi\left(\frac{y}{\sigma}\right) \right\}. \quad (\text{П-4а})$$

В (П-4) и (П-4а) $\varphi\left(\frac{y}{\sigma}\right)$ и $F\left(\frac{y}{\sigma}\right)$ — табулированные дифференциальная и интегральная функции нормального нормированного распределения.

Подставляя (П-2) в уравнение (П-1) с учетом (П-3) и (П-4), получим:

$$p_\zeta(x) = \frac{2\sigma_1\sigma_2 \sqrt{1-r^2} \left\{ \frac{y}{\sigma} \left[F\left(\frac{y}{\sigma}\right) - \frac{1}{2} \right] + \varphi\left(\frac{y}{\sigma}\right) \right\}}{x^2\sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2x + \sigma_2^2} \times$$

$$\times \varphi\left(\frac{\bar{k}_1x - \bar{k}_2}{\sqrt{x^2\sigma_1^2 - 2r\sigma_1\sigma_2x + \sigma_2^2}}\right).$$

Последнее уравнение можно записать в виде:

$$p_\zeta(x) = \frac{2ac \sqrt{1-r^2}}{\sigma_x^2} \left\{ \varphi(y) + y \left[F(y) - \frac{1}{2} \right] \right\} \varphi\left(\frac{x-a}{c_1\sigma_x}\right), \quad (\text{П-5})$$

где

$$\sigma_x^2 = x^2 - 2racx + a^2c^2; a = \frac{\bar{k}_2}{\bar{k}_1}; c = \frac{c_2}{c_1};$$

$$y = \frac{(1-r)c)x + ac(c-r)}{c_2 \sqrt{1-r^2}\sigma_x}; c_1 = \frac{\sigma_1}{\bar{k}_1}; c_2 = \frac{\sigma_2}{\bar{k}_2}.$$

На практике редко приходится встречаться со случайными величинами, коэффициент изменчивости которых превосходит 0,2. Поскольку величина y имеет порядок $1/c_2$, то при $c_2 \leq 0,2$ $y \geq 5$. Для таких случаев формулу (П-5) можно

упростить. Воспользуемся асимптотическим разложением для $F(y)$ при большом аргументе [Л. 7]:

$$F(y) \approx 1 - \frac{\varphi(y)}{y} \left[1 - \frac{1}{y^2} + \frac{3}{y^4} - \frac{15}{y^6} + \dots \right].$$

Ограничимся двумя первыми членами этого разложения. Допускаемая при этом ошибка будет меньше первого из отброшенных членов, т. е. меньше, чем $\frac{\varphi(y)}{y^8}$. При $y \geq 5$ ошибка будет меньше 10^{-8} . Подставив в (5) приближенное значение $F(y) \approx 1 - \frac{\varphi(y)}{y}$, получим:

$$p_\zeta(x) = \frac{a(1-r)c)x + a^2c(c-r)}{c_1\sigma_x^3} \varphi\left(\frac{x-a}{c_1\sigma_x}\right). \quad (\text{П-6})$$

Для независимых случайных величин k_1 и k_2 ($r=0$):

$$p_\zeta(x) = \frac{ax + a^2c^2}{c_1\sigma_x^3} \varphi\left(\frac{x-a}{c_1\sigma_x}\right). \quad (\text{П-7})$$

Из выражения (П-6) следует, что распределение частного двух случайных величин, подчиняющихся двухмерному нормальному закону распределения, зависит от отношения a их средних коэффициентов изменчивости c_1 и c_2 , а также коэффициента корреляции r исходного распределения.

Литература

1. Trans. AIEE, 1954, v. 73, pt II, p. 636—638.
2. Bellaschi P. L., Rationalization of electrical clearances at EHV's 230 kV to 460/500 kV, Electrical Engineering, 1959, № 6, p. 659—663.
3. Хальд А., Математическая статистика с техническими приложениями, Изд. иностранной литературы, 1956.
4. Дунин-Барковский И. В. и Смирнов Н. В., Теория вероятностей и математическая статистика в технике (общая часть), Гостехиздат, 1955.
5. Александров Г. Н. и Иванов В. Л., Исследования электрической прочности воздушных промежутков и гирлянд изоляторов при воздействии внутренних перенапряжений, «Электричество», 1962, № 9.
6. Гнеденко Б. В., Курс теории вероятностей, Гостехиздат, 1954.
7. Левин Б. Р., Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике, «Советское радио», 1957.
8. Гутман Ю. М., Степина Н. И. и Филиппов А. А., Разрядные напряжения воздушной и линейной изоляции при коммутационных волнах простейшей формы, Изв. НИИПТ, 1962, № 9.
9. Gert R., Jirk J., Kalousek V., Vyškocil V., Statistical surveys of overvoltages, the co-ordination of insulation between phases and the electric strength to switching surges, CIGRE, 1962, № 415.
10. Артемьев Д. Е. и Шур С. С., Выбор междуфазовой изоляции в сетях высших классов напряжения, «Электрические станции», 1961, № 1.

[3.9.1963]



Исследование стабильности реле времени с электрическим контуром RC

Инж. Е. И. МАЛАХОВСКИЙ

Киев

Из всех типов реле времени, разрабатываемых в последнее время, особого внимания заслуживают электронные реле с электрическим контуром RC , использующие инерционность заряда или разряда конденсатора C через сопротивление R . Известно, что после коммутации напряжение на конденсаторе изменяется по экспоненциальному закону:

$$u_c = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

При достижении напряжения на конденсаторе после пуска схемы напряжения срабатывания спускового устройства u_{cp} происходит срабатывание реле. Чтобы устраниТЬ влияние нестабильности напряжения питания U_0 и напряжения срабатывания u_{cp} спускового устройства на точность выдержки времени, обычно применяются стабилизированные схемы моста, два плеча которого образованы цепью RC , а другие два — сопротивлениями или стабилитронами. В одну из диагоналей моста включается чувствительный нуль-индикатор. В настоящее время разработано большое количество схем, в том числе и так называемых «высокостабильных» электронных реле с контурами RC , однако по точности и другим показателям они все еще не могут полностью удовлетворить нужд эксплуатации. Исследования схем этих реле позволяют сделать следующие выводы.

1. Одна и та же выдержка времени может быть получена при различных значениях постоянной времени $\tau = RC$ цепи электрического контура в зависимости от значения коэффициента срабатывания $k = \frac{u_{cp}}{U_0}$ (рис. 1). Наибольшая точность и наилучший релейный эффект спускового устройства будут в том случае, если момент срабатывания выбрать на наиболее крутом участке кривой $u_c = f(t)$. Из

$$\frac{\partial^2}{\partial t \partial \tau} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = 0$$

нетрудно получить $t_{cp} = \tau_{opt}$, а $k_{opt} = 1 - \frac{1}{e} = 0,632$.

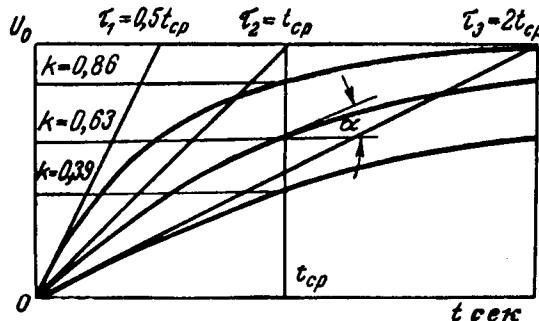


Рис. 1. Зарядные кривые $u_c = f(t)$ для различных τ .

При всех других значениях k погрешность реле

$$\delta_k = \frac{dt}{t} = \frac{1}{(1-k) \ln \frac{1}{1-k}} \Delta k$$

будет больше (рис. 2). Для получения значения k , близкого к оптимальному, желательно использовать нечетное число стабилитронов, например 1 и 2 ($k=0,67$) или 2 и 3 ($k=0,6$). При оптимальном значении k получается также наибольшая удельная выдержка времени, измеряемая в сек/мкФ, т. е. для получения необходимой выдержки может быть принята наименьшая возможная емкость конденсатора.

2. Изменение величины k в практических схемах со стабилитронами зависит от двух факторов:

а) от нестабильности соотношения напряжений в плечах моста из-за различных динамических сопротивлений R_d стабилитронов и различных в общем случае приращений токов ΔI в верхнем и нижнем плечах схемы при изменении нагрузок и колебаниях напряжения питания, а также из-за различия температурных коэффициентов напряжения (ТКН) стабилитронов в плечах моста при изменении температуры;

б) от нестабильности напряжения срабатывания нуль-индикатора Δu_{ni} .

Если одно плечо моста содержит p , а другое q стабилитронов, то значения Δk , вызываемые динамическими сопротивлениями и изменением температуры, соответственно определяются выражениями:

$$\Delta k_d = \frac{1}{U_0} \left[(1-k) \sum_1^p \Delta I_i R_{di} - k \sum_1^q \Delta I_i R_{di} \right],$$

$$\Delta k_{ti} = \frac{1}{(p+q)^2} \left(q \sum_1^p \beta_i \Delta t_i - p \sum_1^q \beta_i \Delta t_i \right),$$

где β — ТКН стабилитронов.

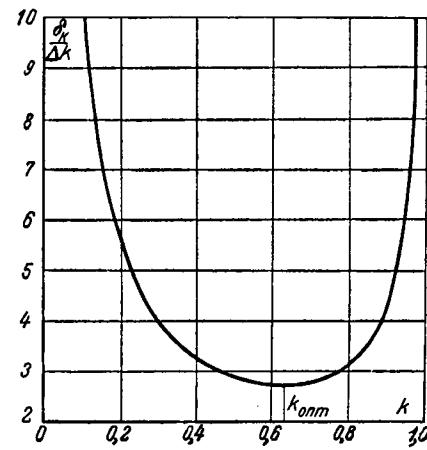


Рис. 2. Зависимость $\frac{\delta_k}{\Delta k} = f(k)$.

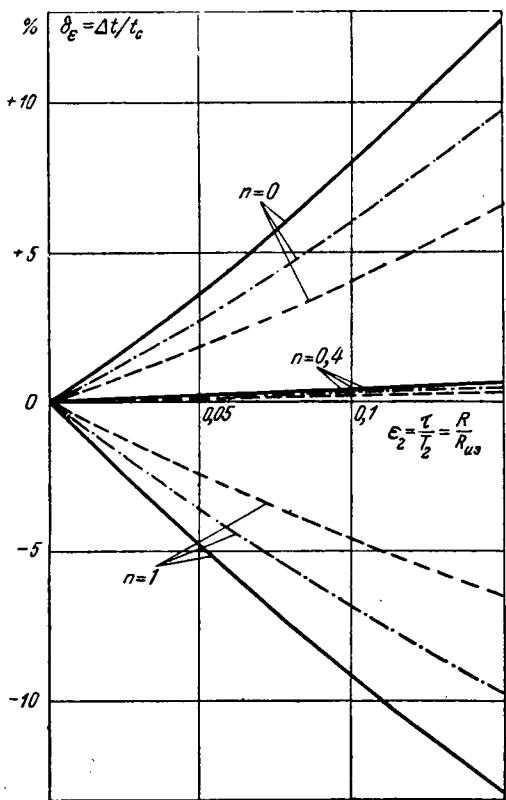


Рис. 3. Зависимость $\delta_e = f(\epsilon_2)$ для различных n и a .

$$\begin{aligned} a = 0, \quad T_1 = \frac{T_2}{0} = \infty; \\ \cdots \cdots a = 0,25, \\ T_1 = \frac{T_2}{0,25}; \quad - - - a = 0,5, \quad T_1 = \frac{T_2}{0,5}. \end{aligned}$$

Для снижения погрешностей реле необходимо выравнивать нагрузку и температурный режим всех стабилитронов.

Изменение чувствительности нуль-индикаторов, выполненных на полупроводниковых приборах, в основном вызывается изменением температуры. В этом случае

$$\Delta k = \frac{\Delta u_{\text{ни}}(t^\circ)}{U_0}.$$

Если принять минимальный температурный дрейф полупроводников примерно $2-2,5 \text{ мв/град}$, то при изменении температуры от -40 до $+40^\circ \text{C}$ без применения компенсации погрешность реле при $k_{\text{опт}}=0,63$ может составить $2,7\%$ при $U_0=20 \text{ в}$ и $-1,35\%$ при $U_0=40 \text{ в}$. Отсюда видно, насколько выгодно повышать уровень напряжения питания.

3. На стабильность выдержки времени оказывает сильное влияние изменение постоянной времени $\tau = RC$ электрической цепи, так как $t_{\text{ср}} = \tau$. Кроме различных поверхностных утечек, на значение τ оказывает влияние температура. Для уменьшения погрешности ТКЕ емкости конденсатора и ТКС зарядного сопротивления должны быть равны и обратны по знаку. При этом абсолютные значения емкости и сопротивления не играют никакой роли.

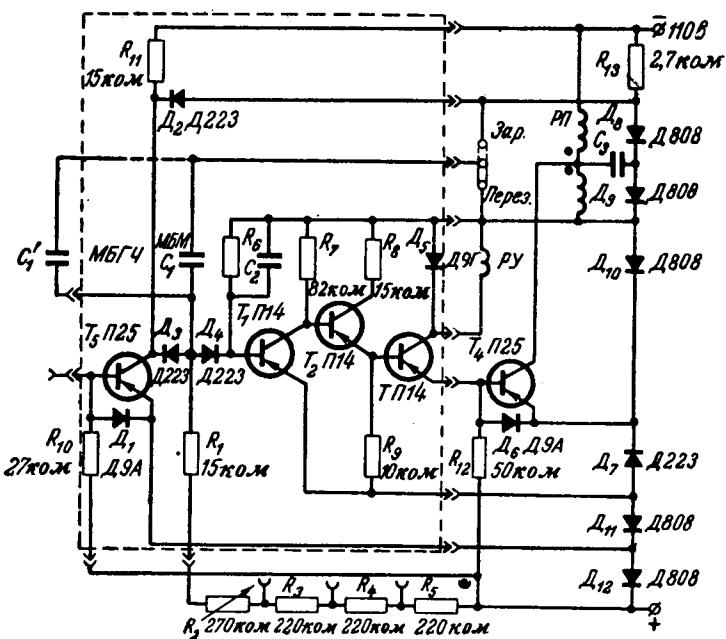


Рис. 4. Принципиальная схема реле.

Из малогабаритных деталей этому требованию больше других удовлетворяют металлобумажные конденсаторы типа МБГП, МБГЧ [ТКЕ = $= + (0,1 \div 0,15) \text{ %/град}$] в сочетании с сопротивлениями типа СПО и ВС [ТКС = $= -(0,1 \div 0,2) \text{ %/град}$].

Конденсаторы и сопротивления необходимо использовать с относительно стабилизировавшимися характеристиками, что может быть достигнуто искусственными тренировками, путем нескольких (3—5 раз) нагревов и охлаждений; при этом незначительные гистерезисные явления все же остаются.

Стабильности элементов в значительной степени способствуют защитные покрытия лаками и смолами, так как это уменьшает влияние влаги, вызывающей дополнительные поверхностные утечки, и препятствуют изменению электрических характеристик элементов во времени.

4. Защитные покрытия в металлобумажных конденсаторах, однако не могут устраниТЬ изменения сопротивления утечки R_y , которое в сильной степени уменьшается с ростом температуры. Эта зависимость определяется выражением:

$$R_{y2} = R_{y1} \cdot 10^{-\beta(t_2^\circ - t_1^\circ)},$$

где β — коэффициент, зависящий от типа конденсатора. Снижение сопротивления утечки, т. е. уменьшение собственной постоянной времени конденсатора $T = R_y C$ вызывает увеличение времени срабатывания схемы, работающей с зарядом конденсатора и, наоборот, уменьшение выдержки времени в схеме с разрядом конденсатора. В этом случае чем выше уставка по времени, тем выше относительная погрешность реле, а тем более и абсолютная. Этим в первую очередь объясняется принципиальная трудность создания высокостабильных

реле на большие выдержки времени. Очевидно, при использовании схемы с перезарядом конденсатора влияние переменных сопротивлений утечек конденсатора на выдержку времени можно значительно ослабить. Время срабатывания t_{cp} и значение относительной погрешности δ_e определяются выражениями:

$$t_{cp} = \frac{\tau}{1+\epsilon} \ln \frac{1}{1 - \frac{k(1+\epsilon)}{1+n\epsilon}};$$

$$\delta_e = \frac{1+a\epsilon_2}{1+\epsilon_2} \frac{\ln \left[1 - \frac{k(1+\epsilon_2)}{1+\epsilon_2} \right]}{\ln \left[1 - \frac{k(1+a\epsilon_2)}{1+a\epsilon_2} \right]} - 1,$$

где $\epsilon = \frac{R}{R_u} = \frac{\tau}{T}$ — коэффициент, характеризующий соотношение зарядного сопротивления и сопротивления утечек;

$n = \frac{u_{np}}{U_0}$ — коэффициент, характеризующий степень предварительного заряда конденсатора обратным напряжением;

$a = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} = \frac{T_2}{T_1}$ — степень уменьшения сопротивления утечки при изменении условий эксплуатации.

При $n=0$ схема работает с зарядом, при $n=1$ — с разрядом, а при $0 < n < 1$ — с перезарядом конденсатора. Оптимальное значение n , при котором погрешность сводится к минимуму, определяется выражением:

$$n = \frac{k \left(\frac{1}{\epsilon} + 1 \right)}{1 - e^{(1+\epsilon) \ln(1-k)}} - \frac{1}{\epsilon}.$$

При $k_{opt}=0,63$ наилучшее значение $n=0,43 \div 0,45$. На рис. 3 представлены зависимости $\delta_e =$

$= f(\epsilon_2)$ для различных n и a , из которого видно преимущество схемы с перезарядом конденсатора. Эксперимент подтверждает, что в схеме с перезарядом конденсатора возникновение утечек, даже соизмеримых по значению с сопротивлением зарядной цепи, почти не вызывает изменения выдержки времени.

На основании этих выводов разработана практическая схема реле времени (рис. 4), в которой может использоваться как заряд, так и перезаряд конденсатора. Анализ показывает, что при существующих типах металлобумажных конденсаторов при $t_{cp} > 3$ сек целесообразно использовать схему с перезарядом.

Основной частью схемы реле является нуль-индикатор (очертан пунктиром), оформленный конструктивно в виде функционального элемента герметичной конструкции размером $80 \times 70 \times 19$ мм и содержащий небольшую емкость для выдержек времени до 1 сек. Увеличение выдержек может быть получено включением дополнительного конденсатора C' . Транзистор T_5 используется для бесконтактного запуска реле. Стабилитронная цепь образует самостоятельный узел и может служить для питания других узлов. С целью снижения потребляемой мощности и напряжения на выходном транзисторе применен специальный способ управления выходным электромагнитным реле РП. Реле имеет равновитковые и встречные включенные до срабатывания обмотки с различными сопротивлениями, благодаря чему образующийся делитель снижает напряжение на транзисторе.

Погрешность выдержки времени приведенной схемы не превышает 1,5% при изменении температуры от -50° до $+50^\circ$ С и напряжения питания на $\pm 20\%$. При использовании перезаряда конденсатора схема должна иметь постоянное питание.

[23.11.1964]

◆ ◆ ◆

УДК 621.314.014.32

Расчет прочности наружных обмоток трансформаторов при действии радиальных усилий короткого замыкания

Инж. Л. И. МИЛЬМАН и инж. С. И. ЛУРЬЕ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В связи с резким увеличением мощности трансформаторов в единице и ростом токов короткого замыкания сетей вопросы правильного расчета механических напряжений в обмотках трансформаторов от радиальных усилий приобретают все большее значение. Однако до сих пор не существует достаточно обоснованной методики расчета этих усилий с учетом влияния на прочность катушек толщины изоляции провода, числа опор (реек) и т. д. Более того, картина происходящих в обмотке механических явлений также в значительной мере остается неясной.

Расчет напряжений растяжения в витках наружной обмотки является первым и необходимым этапом в решении проблемы динамической прочности трансформаторов.

В настоящее время механическая прочность внешних обмоток оценивается по условному среднему напряжению растяжения витка обмотки [Л. 1 и 2], т. е. предполагается, что все проводники нагружены равномерно. При такой оценке остается неизвестным действительное распределение растягивающих напряжений по виткам (слоям) катушки.

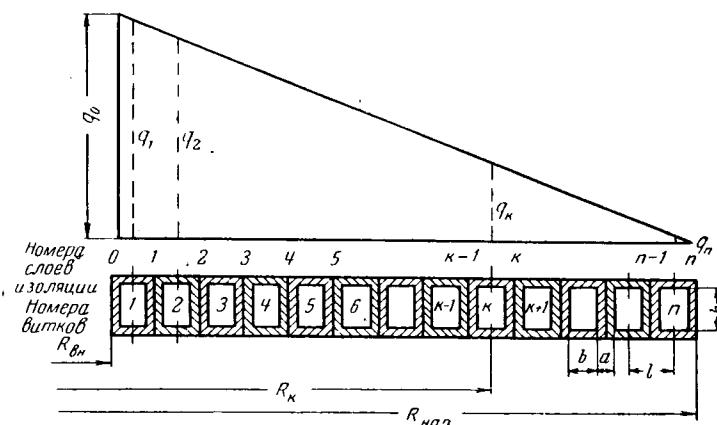


Рис. 1. Геометрические размеры и кривая изменения электромагнитной нагрузки наружной (растягиваемой) обмотки.

Задача расчета механических напряжений с учетом витковой изоляции ставилась неоднократно [Л. 2 и 3], однако получить ее исчерпывающее решение не удавалось. Приведенный в [Л. 3] метод расчета неприемлем, так как автор исходит из неправильного предположения о равномерном сжатии всех слоев изоляции.

Решение задачи о прочности внутренней обмотки, предложенное в [Л. 4], не может быть распространено на наружные обмотки, так как для них гипотеза о неизменности радиального размера обмотки является некорректной.

В настоящей работе дан метод расчета прочности наружных обмоток трансформатора с учетом витковой изоляции и предложены упрощенные расчетные формулы для определения механических напряжений в любом проводнике обмотки. Принимаются следующие допущения:

1. Обмотка представляется в виде системы, состоящей из n концентрических колец (рис. 1).

2. Электромагнитная сила q_k [Л. 1], действующая на единицу длины витка k , для каждого витка (кольца) есть величина постоянная. В радиальном направлении электромагнитная сила изменяется по линейному закону (рис. 1)

$$q_k = q_0 \left(1 - \frac{2k-1}{2n}\right).$$

В силу п. 1 и 2 распределение напряжений симметрично относительно оси обмотки. Из условия симметрии следует также отсутствие азимутальных сдвигов витков и равенство нулю касательных напряжений в проводниках.

3. Механические характеристики (зависимость деформации от напряжения) проводникового материала и изоляции принимаются линейными.

4. Так как радиальный размер провода намного меньше его диаметра, распределение растягивающих напряжений по сечению любого провода принимается равномерным [Л. 5].

В этом случае напряжение растяжения витка (обозначения геометрических размеров показаны на рис. 1 и 2)

$$\sigma = \frac{q_\Sigma R}{F}, \quad (1)$$

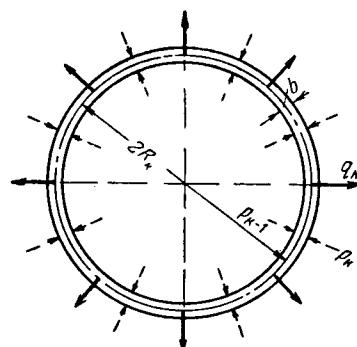


Рис. 2. Силы, действующие на виток k .

а радиальная деформация

$$\delta = \epsilon R = \frac{\sigma}{E} R, \quad (2)$$

где q_Σ — сумма радиальных давлений на единицу длины провода;

F — сечение провода;

ϵ — относительная деформация провода.

5. Деформация сжатия провода в радиальном направлении считается малой по сравнению с деформацией изоляции, так как модуль упругости меди (или алюминия) по крайней мере на два порядка больше модуля упругости витковой изоляции.

Конечная цель расчета — получить выражение для напряжения и деформации провода в общем виде в функции порядкового номера провода k (рис. 1).

Выделим из обмотки произвольный виток k ($k=1, 2, \dots$) и рассмотрим действующую на него систему сил (рис. 2). Если между соседними проводами катушки нет зазоров, то на виток k со стороны прилегающих к нему внутреннего и наружного слоев изоляции действует распределенная нагрузка p_{k-1} и p_k (рис. 2).

Заменяя величину q_Σ в формуле (1) алгебраической суммой давлений, из условия равновесия витка k получим:

$$\sigma_k = \frac{R_k (q_k + p_{k-1} - p_k)}{F}. \quad (3)$$

Данная механическая система является статически неопределенной, так как одних уравнений равновесия (3) для решения задачи недостаточно: имеем n уравнений (3) и $2n-1$ неизвестных σ_k и p_k , так как $p_0 = p_n = 0$.

Рассмотрим условие совместности деформации системы.

Из принятых выше допущений следует, что под действием внешней электромагнитной нагрузки все слои изоляции между проводами будут сжиматься, так что ни в одном месте обмотки не произойдет отрыва витков друг от друга, т. е.

$$\delta_k = \delta_{k+1} + \delta_{p_k}, \quad (4)$$

где δ_k , δ_{k+1} — радиальные перемещения соответствующих проводов;

$$\delta_{p_k} = \frac{p_{k,a}}{h_{iz}^2} — \text{абсолютная деформация сжатия слоя изоляции } k.$$

Выражая перемещения и деформации в уравнении (4) через механические напряжения, модули упругости и геометрические размеры, в соответствии с (2) получаем:

$$p_k = \frac{hE_{iz}}{aE} (\sigma_k R_k - \sigma_{k+1} R_{k+1}), \quad (5)$$

где E — модуль упругости проводникового материала;

E_{iz} — модуль упругости витковой изоляции.

С учетом (3) уравнение (5) может быть приведено к следующему виду:

$$\begin{aligned} p_{k-1} + \left(1 + \frac{t}{1+kt}\right)^2 p_{k+1} - \left[2 + \frac{N}{(1+kt)^2} + \frac{2t}{1+kt} + \right. \\ \left. + \left(\frac{t}{1+kt}\right)^2\right] p_k = \\ = -0,5q \left[2 - t \frac{(2n-2k-1)(2-2kt+t)}{(1+kt)^2}\right], \quad (6) \end{aligned}$$

где

$$t = \frac{l}{R_0};$$

$$R_0 = R_1 - l \text{ (рис. 1);}$$

$$q = \frac{q_0}{n};$$

$$N = \frac{ab}{R_0^2} \frac{E}{E_{iz}};$$

$$q_0 = Bi;$$

B — максимальное значение индукции продольного поля рассеяния;

i — мгновенное значение тока витка.

Все расчеты проведены в системе СИ.

Выражение (6) есть неоднородное уравнение в конечных разностях относительно величины давления в изоляции p_k , причем коэффициенты уравнения являются функцией k . Как известно, уравнения такого типа не могут быть решены в общем виде [Л. 6] и для получения решения прибегают к численным методам [Л. 7 и 8].

Анализ показывает, что при $t \ll 1$ (это справедливо для трансформаторов средней и большой мощности, где $t=0,02-0,004$), полное уравнение (6) с достаточной для практических целей точностью может быть заменено уравнением

$$p_{k-1} + p_{k+1} - p_k (2 + N) + q = 0. \quad (7)$$

Прибавая в последнем уравнении значения $k=1, 2, \dots$, получаем систему из $(n+1)$ уравнений с $(n+1)$ неизвестными, из которой можно найти любое давление p_k . Однако такой путь не дает возможности в общем виде оценить влияние различных факторов на величину напряжения σ_k .

Введем новую переменную $p_k - \frac{q}{N}$ и преобразуем линейное неоднородное уравнение в однородное, общее решение которого запишется в следующем виде [Л. 9]:

$$p_k - \frac{q}{N} = A \operatorname{ch} k\theta + B \operatorname{sh} k\theta, \quad (8)$$

где

$$\operatorname{ch} \theta = 1 + 0,5N.$$

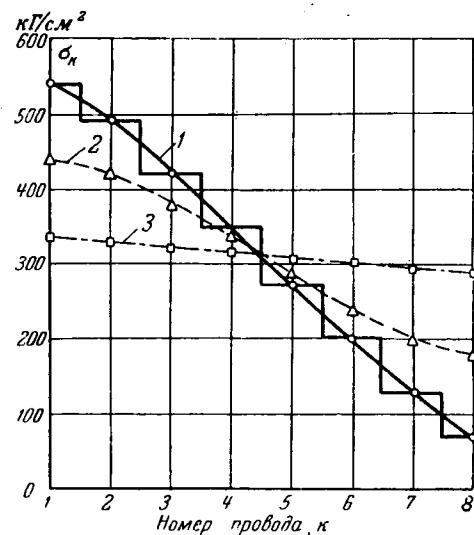


Рис. 3. Распределение напряжений растяжения по виткам наружной обмотки.

1 — $E_{iz}=10 \text{ кГ/см}^2$; 2 — $E_{iz}=100 \text{ кГ/см}^2$; 3 — $E_{iz}=1000 \text{ кГ/см}^2$; $q=0,2 \text{ кГ/см}$, провод $\frac{1,68 \times 5,9}{3,03 \times 7,25} \text{ мм}$.

$$R_1=36,8 \text{ см}, R_8=38,9 \text{ см}.$$

Границные условия (отсутствие внешних давлений на крайние витки)

$$p_k = 0 \text{ при } k=0 \text{ и } k=n \quad (9)$$

дают

$$A = -\frac{q}{N};$$

$$B = \frac{q}{N} \operatorname{th} 0,5n\theta, \quad (10)$$

откуда

$$p_k = \frac{q}{N} \left[1 - \frac{\operatorname{ch} \theta (0,5n-k)}{\operatorname{ch} 0,5n\theta} \right] \quad (11)$$

и на основании (3)

$$\sigma_k = \frac{R_k q}{F} \left[n + 0,5 - k - \frac{\operatorname{sh} \theta (0,5n+0,5-k)}{2 \operatorname{sh} 0,5\theta \operatorname{ch} 0,5n\theta} \right]. \quad (12)$$

На рис. 3 в качестве иллюстрации приведены кривые $\sigma_k=f(k)$, показывающие распределение напряжений растяжения по виткам для трех значений модуля упругости изоляции. При $E_{iz}=10 \text{ кГ/см}^2$ распределение напряжений резко неравномерно, в то время как при модуле упругости 1000 кГ/см^2 напряжения во всех витках практически одинаковы. Выравнивание напряжений растяжения витков приводит к росту сжимающих усилий в изоляции p_k (рис. 4), причем для любого значения E_{iz} максимальная нагрузка приходится на средний слой изоляции.

Введем коэффициент неравномерности распределения напряжения растяжения по виткам обмотки

$$K_\sigma = \frac{\sigma_1 - \sigma_n}{\sigma_{0,5(n+1)}} = 2 - \frac{2 \operatorname{th} 0,5n\theta}{n \operatorname{th} 0,5\theta} - \frac{\Delta}{R_{cp}} \left(1 - \frac{1}{n}\right) = \\ = \varphi(\theta, n) - \frac{\Delta}{R_{cp}} \left(1 - \frac{1}{n}\right), \quad (13)$$

где $\sigma_{0,5(n+1)}$ — напряжение растяжение среднего витка;

R_{cp} — средний радиус обмотки, $R_{cp} = \frac{R_{vn} + R_{nap}}{2}$;

Δ — радиальная ширина катушки, $\Delta = R_{nap} - R_{vn}$.

График функции $\varphi(\theta, n)$ дан на рис. 5. В практических расчетах величиной $\frac{\Delta}{R_{cp}} \left(1 - \frac{1}{n}\right)$ можно пренебречь.

Анализ выражения (12) и проведенные расчеты реальных трансформаторов показывают, что практически всегда кривая $\sigma_k = f(k)$ достаточно близка к прямой линии (рис. 3), проходящей через точки $(k=1, \sigma_{\max})$ и $(k=n, \sigma_{\min})$. В общем случае эта прямая будет проходить ниже точки $(k=0,5 \times$

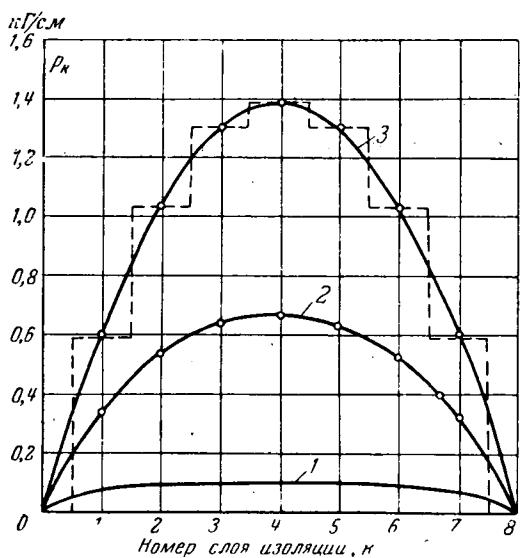


Рис. 4. Сила сжатия слоев межвитковой изоляции.

1 — $E_{nz} = 10$ кГ/см²; 2 — $E_{nz} = 100$ кГ/см²; 3 — $E_{nz} = 1000$ кГ/см²; $q = 0,2$ кГ/см.

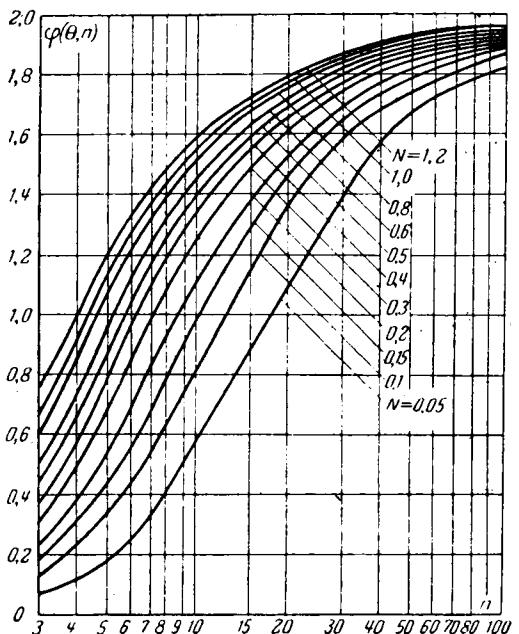


Рис. 5. График функции $\varphi(\theta, n)$.

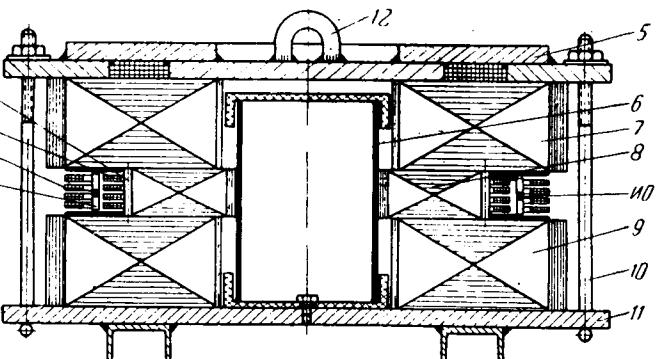


Рис. 6. Устройство для исследования радиальных усилий.
1 — картонное кольцо; 2 — внутренняя обмотка; 3 — внешняя обмотка; 4 — изоляционный цилиндр; 5 — подъемный электромагнит; 6 — цилиндр для центрирования средней шихтованной плиты; 7 — верхняя шихтованная плита; 8 — средняя шихтованная плита; 9 — нижняя шихтованная плита; 10 — стяжная спираль; 11 — основание модели; 12 — подъемная скоба.

$\times (n+1)$, $\sigma_k = \sigma_{0,5(n+1)}$), где $\sigma_{0,5(n+1)}$ — напряжение растяжения в среднем витке обмотки; однако отклонение, как правило, невелико (менее 5%) и лишь в отдельных случаях достигает 8—10% по отношению к $\sigma_{0,5(n+1)}$.

В случае упрощенного расчета напряжение в любом витке k можно вычислить по формуле

$$\sigma_k = \sigma_{0,5(n+1)} \left[1 + \frac{K_a (n+1-2k)}{2(n-1)} \right]. \quad (14)$$

Порядок проведения упрощенного расчета и числовой пример даны в приложении.

Полученные выше теоретические соотношения были проверены при испытаниях образцов обмоток трансформаторов на специальной модели [Л. 10]. Конструкция модели показана на рис. 6. Аналогичное устройство описано в [Л. 11].

На рис. 7 дана принципиальная схема испытаний. Модель подключается к ударному генератору ТИ-2,5. Специальное устройство ПАУ позволяет регулировать фазу напряжения при включении схемы. Напряжение на измерительной катушке IO , пропорциональное производной индукции магнитного поля рассеяния по времени, подается на интегрирующий контур RC и через усилитель $УПТ$ — на шлейф осциллографа (рис. 7).

Для выяснения характера распределения механических напряжений по сечению обмотки проводилось измерение деформаций крайних (наружного и внутреннего) витков при помощи тензодатчиков сопротивления.

Испытание катушек представляло собой серию опытов с постепенно увеличивающимся током короткого замыкания. Опыты проводились с различными типами медных и алюминиевых обмоток. Результаты одной из серий испытаний алюминиевой обмотки приведены на рис. 8, где по оси абсцисс отложены полные максимальные деформации крайних витков, а по оси ординат — удельная электромагнитная нагрузка q . Теоретическая и экспериментальная зависимость $\varepsilon(q)$ при напряжениях, не превышающих предела пропорциональности проводникового материала, достаточно хорошо совпадают друг с другом (при расчетах было принято $E_{iz} = 100$ кГ/см²; модуль упругости бумажной изо-

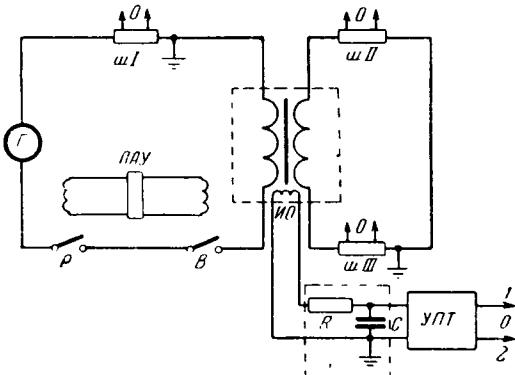


Рис. 7. Принципиальная схема испытаний модели.

шI, шII и шIII — омические шунты для измерения тока; Г — ударный генератор ТИ-2,5; Р — разъединитель; В — выключатель; ПАУ — пульт автоматического управления; ИО — обмотка для измерения индукции; УПТ — усилитель постоянного тока; О — к шлейфу осциллографа.

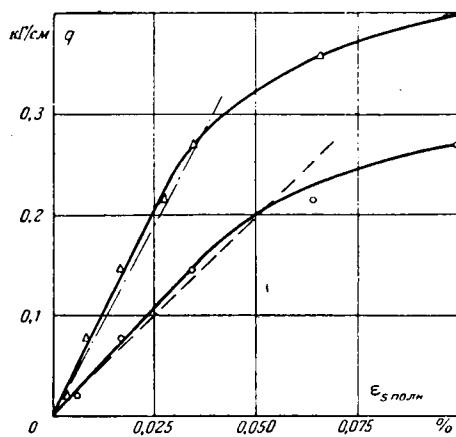


Рис. 8. Сравнение опытных и расчетных значений напряжений растяжения в крайних витках наружной обмотки.
— опыт; —— расчет; О — внутренний виток; Δ — наружный виток; провод $2,1 \times 10^{-2,55 \times 10,45}$ мм, $n=10$, $N=0,091$.

ляции получен нами в результате статических испытаний на специальной установке).

С ростом электромагнитной нагрузки вначале внутренний, а за ним и внешний витки переходят в зону текучести, где происходит некоторое выравнивание напряжений по сечению обмотки (рис. 9), однако деформация внутреннего витка и здесь остается примерно в 1,4—1,5 раза больше, чем внешнего. Следует отметить, что в области перехода внутреннего провода в зону текучести его деформация $\epsilon_{s\text{полн}}$ (рис. 9) в 4—5 раз превышает соответствующую деформацию внешнего провода.

Экспериментально было также установлено, что при напряжении ниже условного предела текучести $\sigma_{0,2}$ накопления остаточных деформаций не происходит. Если материал работает в зоне текучести, то при многократных нагружениях происходит постепенное увеличение суммарной остаточной деформации $\epsilon_{s\text{ост. сумм}}$. Основная часть этой деформации возникает при первом ударе, при последующих опытах величина $\epsilon_{s\text{ост. сумм}}$ увеличивается весьма

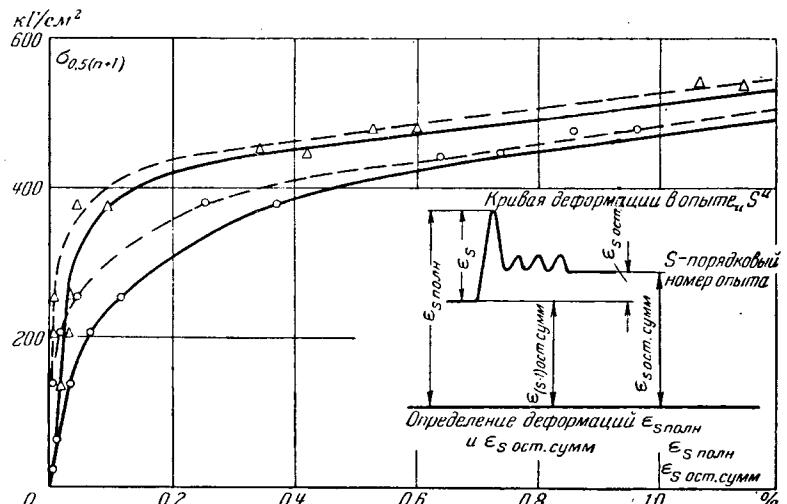


Рис. 9. Усредненные значения деформации внутреннего и внешнего витков обмотки в зависимости от величины среднего напряжения $\sigma_{0,5(n+1)}$.
— полная деформация; —— остаточная деформация; О — внутренний виток; Δ — наружный виток.

медленно, так что общая величина остаточного удлинения приближается к некоторому конечному значению.

Разрушение наружных обмоток при постепенном от опыта к опыту увеличении радиальных усилий происходит в следующей последовательности:

- за счет сжатия витковой изоляции уменьшается радиальная ширина катушки;
- появляются остаточные деформации проводов, что приводит к увеличению диаметра катушки и «сморщиванию» витковой изоляции;
- возникают разрывы изоляции на внутренних проводах;

г) витковая изоляция рвется по всей радиальной ширине катушки. Эта последняя стадия разрушения отмечается при увеличении диаметра обмотки на 2—2,5%.

Для создания методики расчета на прочность обмоток трансформаторов необходимо выяснить, имеются ли особенности в поведении обмотки как сложной механической системы при динамическом действии силы по сравнению со статическим и совпадают ли механические характеристики проводниковых и изоляционных материалов в динамическом и статическом режимах.

Проведенные эксперименты показали, что максимальные деформации, а следовательно, и соответствующие им механические напряжения в проводах наблюдаются при ударном токе короткого замыкания (рис. 10). Как видно из приводимых осциллограмм, остаточные деформации также появляются непосредственно после первого пика тока. Это обстоятельство, а также практическое отсутствие свободных колебаний обмотки после отключения ее от ударного генератора говорят о том, что собственная частота механических колебаний проводников намного превышает частоту возбуждающей электромагнитной силы 100 гц.

Эксперименты показали также удовлетворительное совпадение напряжений в крайних витках катушки со статическим расчетом, проведенным по

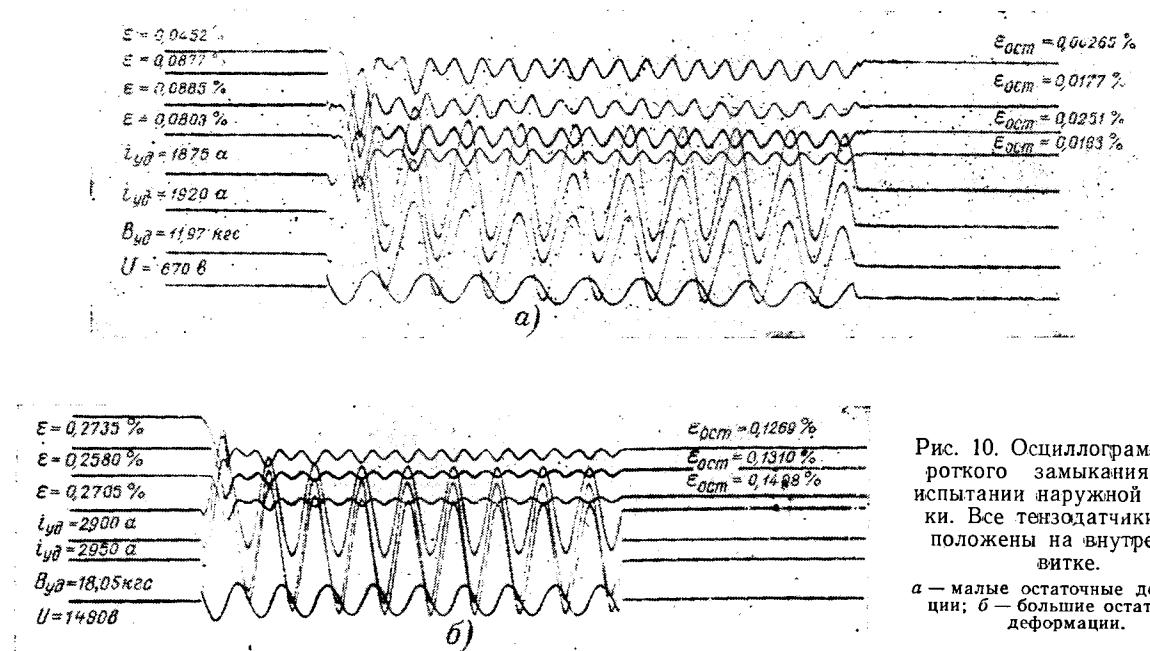


Рис. 10. Осциллограммы короткого замыкания при испытании наружной обмотки. Все тензодатчики расположены на внутреннем витке.

а — малые остаточные деформации; б — большие остаточные деформации.

выведенным в статье формулам. Это дает основание считать, что статическое распределение напряжений и деформаций по виткам совпадает с их динамическим распределением при коротком замыкании.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что для данного типа обмотки имеет место случай статического нагружения. Многочисленные эксперименты, проведенные с другими типами медных и алюминиевых обмоток, и предварительные расчеты показывают, что этот вывод, по-видимому, остается справедливым для всех мощных силовых трансформаторов.

В исследованиях последних лет большое внимание уделяется динамическим характеристикам проводниковых материалов. В ряде опубликованных работ [Л. 12 и 13] имеются сведения о том, что при кратковременном действии растягивающих усилий ($t \approx 0,005$ сек) условный предел текучести $\sigma_{0,2}$ на 10—40% превышает величину статического предела текучести. Однако проведенное нами экспериментальное сопоставление статической и динамической кривых растяжения меди и алюминия показало, что при динамическом растяжении практически не имеется никаких запасов прочности по сравнению со случаем статического действия нагрузки.

Наряду с испытанием образцов при нормальной температуре ($t = 25^\circ\text{C}$) нами экспериментально исследовано поведение обмоток при повышенных температурах. Опыты показали, что с ростом температуры механическая прочность обмоток снижается. Так, при 110°C это снижение составляет 10—15% первоначальной величины.

Задача определения допускаемого механического напряжения $[\sigma]$ для внешних обмоток не имеет однозначного решения для трансформаторов всех габаритов. Это связано с тем обстоятельством, что в обмотках сравнительно небольшого диаметра можно допустить значительные остаточные деформации (порядка 1,5%), в то время как для мощ-

ных трансформаторов такие цифры неприемлемы.

Таким образом, приходим к двум критериям для оценки (расчета) динамической прочности трансформаторов.

1. Величина $[\sigma]$ определяется той максимальной деформацией, при которой еще не происходит разрыва витковой изоляции (табл. 1)

Ввиду того что приведенные в табл. 1 значения превышают условный предел текучести проводниковых материалов $\sigma_{0,2}$, напряжения по виткам обмотки распределяются практически равномерно и о прочности обмотки можно судить по величине среднего растягивающего напряжения.

2. Значение $[\sigma]$ определяется допустимым остаточным удлинением диаметра катушек после короткого замыкания (по условиям электрической прочности изоляции и другим соображениям). Так как значительные остаточные деформации нежелательны, необходимо принять $[\sigma] = \sigma_{0,2}$, потому что при $\sigma > \sigma_{0,2}$ происходит резкое нарастание полных и остаточных деформаций (табл. 2).

Таблица 1

Обмотка	Допускаемое напряжение, кГ/см ² , при температуре, °C			
	20	100	200	250
Медная . .	1 300—1 400	1 130—1 220	980—1 050	910—980
Алюминиевая . .	570—600	500—520	430—450	—

Таблица 2

Обмотка	Допускаемое напряжение, кГ/см ² , при температуре, °C			
	20	100	200	250
Медная . .	1 000	870	750	700
Алюминиевая . .	400	350	300	—

Как было установлено ранее, в зоне до предела текучести проводникового материала растягивающие напряжения распределяются по виткам обмотки крайне неравномерно. В мощных высоковольтных трансформаторах с большим числом проводников и толстой витковой изоляцией определение только $\sigma_{0,5(n+1)}$ не позволяет судить о механической прочности обмотки, так как даже при условии $\sigma_{0,5(n+1)} \leq \sigma_{0,2}$ напряжение во внутреннем проводе может быть настолько большим, что вызовет разрыв витковой изоляции или значительно увеличит первый масляный канал, что может привести как к витковому замыканию, так и электрическому пробою в обмотке.

В таких случаях необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\sigma_1 = \sigma_{\max} < [\sigma], \quad (15)$$

где σ_1 — напряжение растяжения внутреннего витка обмотки.

Необходимо указать, что вопрос о выборе рациональных допускаемых напряжений нуждается в дальнейшем теоретическом и экспериментальном изучении. В частности, необходимо учесть малую вероятность короткого замыкания с максимальной апериодической составляющей тока и еще меньшую вероятность сочетания всех неблагоприятных условий (максимальной температуры и наибольшего тока короткого замыкания), а также число коротких замыканий за время эксплуатации (кумулятивный эффект).

В заключение отметим, что и при расчетах за пределом упругости исходные уравнения (3) и (5) остаются верными. Однако в этом случае необходимо решить систему нелинейных уравнений, так как величина N будет принимать различные значения в зависимости от того, в какой части механической характеристики находится рабочая точка. Для подобных расчетов целесообразно использование электронно-счетной техники.

Выводы 1. При работе на линейной части механической характеристики внутренние витки нагружены сильнее наружных, причем степень неравномерности распределения напряжений растяжения по сечению обмотки зависит от следующих факторов:

- а) соотношения модулей упругости проводникового материала и витковой изоляции;
- б) числа витков в катушке;
- в) геометрических размеров обмотки.

2. Для определения динамической прочности внешних обмоток трансформаторов при действии радиальных усилий короткого замыкания можно ограничиться статическим расчетом.

3. Изложен полный метод расчета на прочность наружных обмоток трансформаторов при действии радиальных усилий короткого замыкания. Даль-

нейшие работы по динамической прочности обмоток должны быть направлены на уточнение значений допускаемых напряжений.

Приложение. Упрощенный расчет напряжений в наружной обмотке. Ход расчета рассмотрим на примере обмотки на рис. 3. ($E_{iz} = 100 \text{ кГ/см}^2$.)

1. Определяем величину

$$N = \frac{abE}{E_{iz} R_0^2} = \frac{0,135 \cdot 0,168 \cdot 1,17 \cdot 10^6}{100 \cdot 36,45^2} = 0,1996.$$

2. По кривым на рис. 5 находим значение функции $\varphi(\theta, n) \approx K_\sigma$:

$$K_\sigma = 0,915.$$

3. Определяем напряжения растяжения:

а) в среднем проводе

$$\sigma_{0,5(n+1)} = \frac{R_{cp} q_0}{2F} = \frac{37,85 \cdot 1,6}{2 \cdot 0,097} = 312 \text{ кГ/см}^2;$$

б) в любом витке k по формуле (14)

$$\sigma_k = \sigma_{0,5(n+1)} \left[1 + \frac{K_\sigma (n+1-2k)}{2(n-1)} \right] = 495 - 40,9k, \text{ кГ/см}^2;$$

в) в крайнем витке (максимальное напряжение)

$$\sigma_1 = \sigma_{0,5(n+1)} (1 + 0,5K_\sigma) = 454 \text{ кГ/см}^2.$$

Заметим, что результаты расчета по упрощенному выражению (15) и полной формуле (12) в пределах необходимой для практики точности совпадают друг с другом.

Литература

1. Петров Г. Н., Трансформаторы, Госэнергоиздат, 1934.
2. Stenkvist E., Short-circuit problems in large transformers, CIGRE, 1958, № 155.
3. Kulda J., Short-circuit forces in large transformers, CIGRE, 1958, № 136.
4. Болотин В. В., Макаров Б. П. и Куранов Б. А., Прочность и жесткость внутренних обмоток трансформаторов, «Электричество», 1964, № 4.
5. Беляев Н. М., Сопротивление материалов, ГИТТЛ, 1954.
6. Гельфонд А. О., Ичисление конечных разностей, Физматгиз, 1959.
7. Березин И. С. и Жидков Н. П., Методы вычислений, Физматгиз, 1962.
8. Марчук Г. И., Численные методы расчета ядерных реакторов, Атомиздат, 1958.
9. Смайт В., Электростатика и электродинамика, Изд. иностранной литературы, 1954.
10. Лурье С. И., Устройство для испытания катушек трансформаторов, Автorskое свидетельство СССР № 148850, класс 21d³, 2.
11. Берсма Р., Вильдебоэр И., Прочность внутренних обмоток трансформаторов под действием радиальных сил при коротких замыканиях, «Энергетика за рубежом», Трансформаторы, изд-во. «Энергия», 1964.
12. Wiersma B., Bergkhouw Th., Eigenschappen van elektrolytisch koper van belang voor de kortsluitvaardheid van transformatoren, Smit-Medelclingen, 1963, 18, № 3.
13. Торсеке Л., Проблемы коротких замыканий в мощных трансформаторах, Энергетика за рубежом, Трансформаторы, изд-во «Энергия», 1964.

[4.10.1964]



Из опыта работы

УДК 621.3.082.78:621.3.013.22

Исследование магнитных проводимостей воздушных зазоров и реактивных моментов трансформаторного преобразователя угла

Инж. М. А. ТЫРЫШКИН

Томский политехнический институт им. Кирова

Трансформаторный преобразователь угла с изменяющейся площадью широко используется в качестве преобразовательного звена в датчиках систем автоматического контроля [Л. 1 и 2]. В следящих системах такой преобразователь иногда называют следящим трансформатором.

Когда требуется преобразовывать отклонения обоих знаков (гироскопические приборы) и диапазон измеряемых отклонений в ту и другую сторону одинаков, магнитная цепь преобразователя, включая полюсные наконечники, полностью симметрична. При этом (рис. 1, а, б) длина всех четырех полюсных наконечников ($1'$, $1''$, $2'$, $2''$) одинакова и равна l_0 . Когда же требуется преобразовывать отклонения только одного знака, длина ε_0 полюсного наконечника $2''$ (при измерении против часовой стрелки) может быть принята меньше длины l_0 трех других полюсных наконечников.

Рассмотрим преобразователь одностороннего действия с укороченным полюсным наконечником $2''$ и оценим влияние его длины ε_0 на величину и характер реактивного момента как в нулевом положении якоря, так и при некотором отклонении от этого положения в ту и другую сторону.

С увеличением диапазона измеряемых отклонений требуется увеличивать длину полюсных наконечников $1'$, $1''$, $2'$. При этом в распределении магнитных потоков начинает играть роль расстояние k (рис. 1, б) между концами полюсных наконечников $1''$, $2'$ и средним полюсом 3, которое при увеличении l_0 уменьшается. Это расстояние влияет на магнитные проводимости с граней B (рис. 1, б, в) среднего полюса преобразователя, определяемые полем выпучивания на якорь, рассеянием на полюсные наконечники $1''$ и $2'$, рассеянием на ярмо преобразователя и полной проводимостью с этой гранью.

Для исследования магнитных проводимостей могут быть использованы графические и аналитические методы

расчета [Л. 3—5]. Считается, что стальные участки магнитной цепи не насыщены. Обмотка возбуждения находится на среднем полюсе, а сигнальные обмотки на крайних полюсах. Величины, относящиеся к полюсу сигнальной обмотки 1, будем обозначать индексом 1, а к полюсу сигнальной обмотки 2 — индексом 2.

При отклонении якоря в области $0 \leq x \leq (l_0 - x_{n1})$ для случая $\varepsilon_0 > x_{n2}$ магнитные проводимости воздушных зазоров полюса обмотки возбуждения и полюсов сигнальных обмоток соответственно равны:

$$\begin{aligned} G_0 &= \left[\frac{a}{\delta_0} + 2(g_b + g_{p.t.b}) \right] b + 2(g_a + g_{p.t.a}) a; \\ G_1 &= \left[\frac{l_0 + x}{\delta_1} + (g_{n1} + g_{p.t.n1} + g_{t1} + \right. \\ &\quad \left. + g_{p.t.t1}) \right] b + 2G_{c1}; \\ G_2 &= \left[\frac{l_0 - x}{\delta_2} + (g_{n2} + g_{p.t.n2} + g_{t2} + \right. \\ &\quad \left. + g_{p.t.t2}) \right] b + 2G_{c2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где g_a , g_b , $g_{p.t.a}$, $g_{p.t.b}$ — удельные проводимости выпучивания граней A , B (рис. 1, б, в) и торцевых ребер

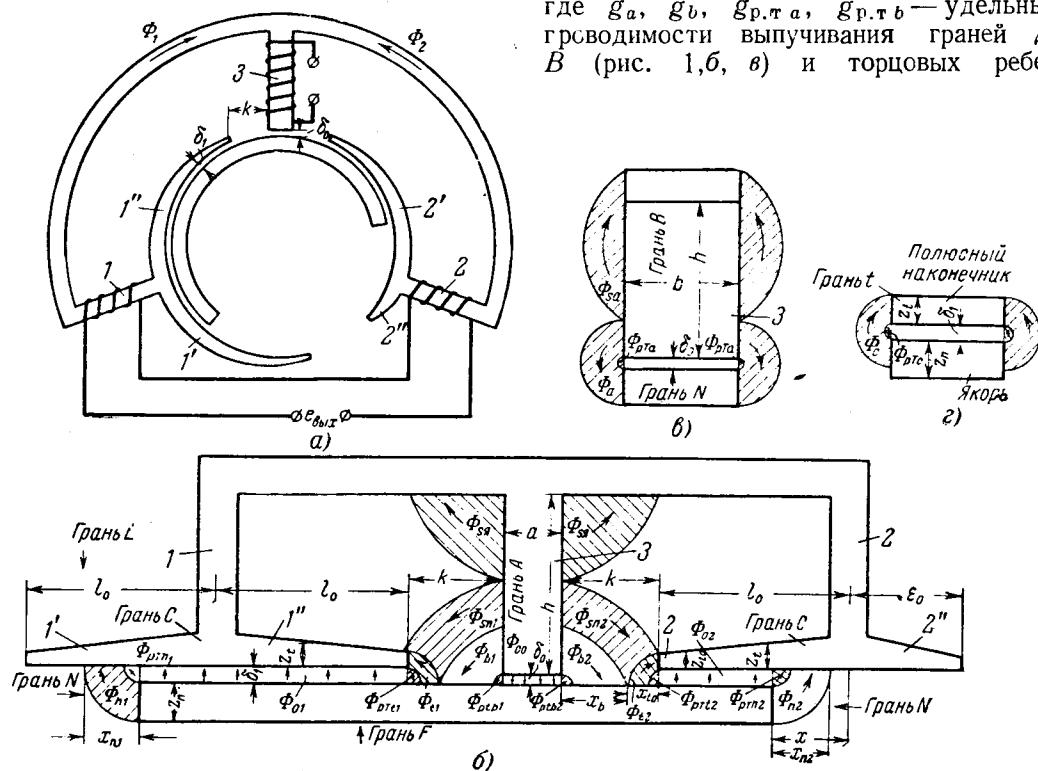


Рис. 1.

полюса обмотки возбуждения на якорь; g_{n_1} , g_{t_1} , g_{n_2} , g_{t_2} , $g_{p.t. n_1}$, $g_{p.t. t_1}$, $g_{p.t. n_1}$, $g_{p.t. t_2}$ — удельные проводимости выпучивания с граней N якоря и их торцовых ребер на полюсы и с граней t полюсных наконечников и их торцовых ребер на якорь.

Удельные проводимости выпучивания с граней C полюсных наконечников ввиду скоса не остаются постоянными. Влияние скоса полюсного наконечника на удельную проводимость было исследовано построением картин поля. Картинны поля при $\frac{z_t}{\delta_1} = 3$

и $\frac{z_t}{\delta_1} = \infty$ для преобразователя с параметрами $\frac{z_n}{\delta_1} = 4$, $\frac{b}{\delta_1} = 15$ показаны соответственно на рис. 2, а и б. Удельная проводимость, определенная из картины поля, учитывает выпучивание с внешней грани полюсного наконечника E на внутреннюю грань якоря F .

Из картин поля видно, что скос полюсного наконечника мало влияет на величину удельной проводимости. Следовательно, ее приближенно можно считать постоянной вдоль полюсного наконечника. В этом случае полная проводимость выпучивания при

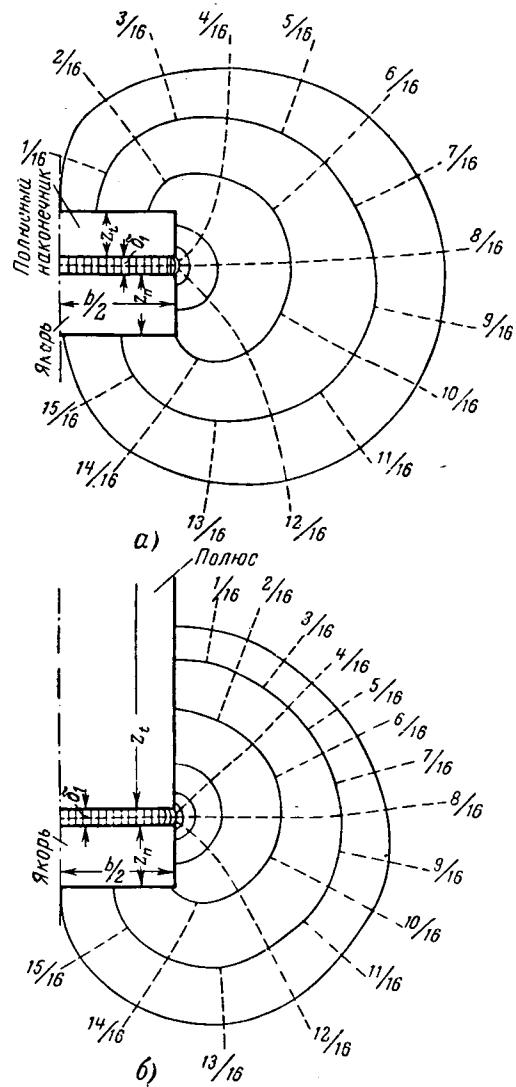


Рис. 2.

отклонении якоря в области $0 \leq x \leq l_0$ определяется из соотношений:

$$\begin{aligned} G_{c_1} &= g_c (l_0 + x); \\ G_{c_2} &= g_c (l_0 - x), \end{aligned} \quad (2)$$

где g_c — удельная проводимость выпучивания, найденная по построенной картине поля.

Влияние расстояния k (рис. 1, б) на проводимости с грани B полюса обмотки возбуждения также может быть исследовано путем построения картин поля. Поскольку рассматриваемая магнитная цепь несимметрична, магнитный потенциал якоря равен:

$$F_1 = \frac{F_k}{1 + \frac{G_1 + G_2}{G_0}}, \quad (3)$$

где F_k — н. с. катушки возбуждения.

Проводимости зазоров полюсов G_0 , G_1 и G_2 определяются аналитически по формулам (1).

В рабочей области отклонения якоря, где $0 \leq x \leq l_0$, величина G_0 остается постоянной, а сумма $G_1 + G_2$ — изменяется. Поэтому при отклонении якоря его магнитный потенциал будет меняться.

На рис. 3, а, б построены картинны поля при $\frac{k}{\delta_1} = 2,5$ и $\frac{k}{\delta_1} = 15$ для преобразователя с параметрами:

$$\frac{z_{t_0}}{\delta_1} = 1, \frac{l_0}{\delta_1} = 44, \frac{z_n}{\delta_1} = 4, \frac{b}{\delta_1} = 15, \frac{a}{\delta_0} = 12, \frac{h}{\delta_0} = 50,$$

$$\delta_0 = 0,5\delta_1, \frac{r_1}{\delta_1} = 30.$$

Эти картинны соответствуют случаю, когда якорь находится в положении $x = 0$ и его магнитный потенциал равен $F_1 = F_k/8$ при $\frac{k}{\delta_1} = 2,5$ и $F_1 = F_k/7$ при $\frac{k}{\delta_1} = 15$. Разница в магнитных потенциалах обусловлена тем, что удельная проводимость выпучивания с граней при $\frac{k}{\delta_1} = 15$ больше, чем при $\frac{k}{\delta_1} = 2,5$, и вследствие этого полная проводимость полюса возбуждения G_0 , определяемая формулой (1), в первом случае будет больше, чем во втором.

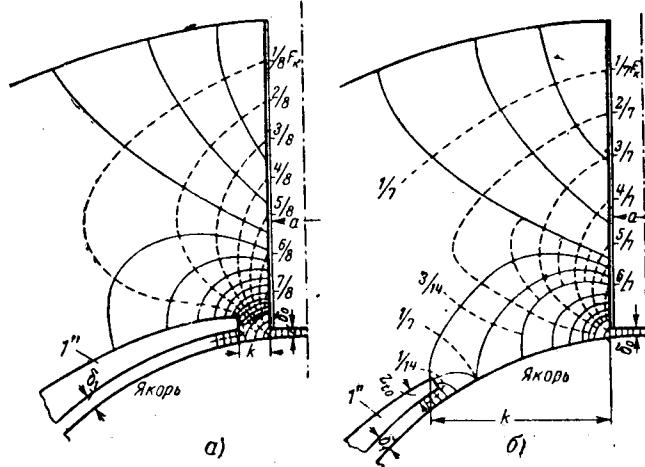


Рис. 3.

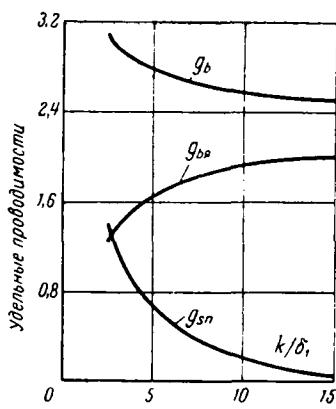


Рис. 4.

Зависимости удельных проводимостей с грани B полюса: выпучивания на якорь ($g_{b\alpha}$), рассеяния на полюсный наконечник (g_{sp}) и полная проводимость (g_b), построенные на основе картин поля для указанных выше параметров преобразователя, приведены на рис. 4.

Удельная проводимость рассеяния на ярмо (g_{sp}) практически не зависит от $\frac{k}{\delta_1}$ и равна приближенно 0,45.

Полная удельная проводимость с грани определяется по формуле

$$g_b = g_{b\alpha} + g_{sp} + g_{sa}. \quad (4)$$

В преобразователе одностороннего действия с укороченным полюсным наконечником 2 (рис. 1) в нулевом положении якоря будут различные проводимости выпучивания с граней N и F (рис. 1, б, в) якоря на полюсы сигнальных обмоток 1 и 2. При больших отношениях $\frac{l_0}{\delta_1}$ и малых $\frac{z_n}{\delta_1}$ величина этого рассогласования незначительна, так как основную долю в проводимостях G_1 и G_2 составляют проводимости основных воздушных зазоров.

Полюсный наконечник 2" в преобразователях одностороннего действия необходим главным образом для исключения реактивного момента в нулевом положении якоря, который в общем случае обусловлен взаимодействием якоря с полюсом обмотки возбуждения и полюсами сигнальных обмоток.

В рабочей области отклонения якоря реактивный момент от взаимодействия его с полюсом обмотки возбуждения равен нулю, так как проводимость G_0 остается неизменной.

Реактивный момент, обусловленный взаимодействием якоря с полюсами сигнальных обмоток 1 и 2,

$$M_{1,2} = \frac{1}{2} F_1^2 \frac{\partial (G_1 + G_2)}{\partial \alpha}, \quad (5)$$

как видно, не будет равным нулю, так как при отклонении якоря сумма $G_1 + G_2$ не остается постоянной.

Имея в виду выражение (1), реактивный момент (5) при отклонении якоря в области $0 \leq x \leq l_0$ можно представить в виде

$$M_{1,2} = \frac{1}{2} F_1^2 b \frac{\partial}{\partial \alpha} (g_{n1} + g_{n2} + g_{p.t.n1} + g_{p.t.n2} + g_{t1} + g_{t2} + g_{p.t.t1} + g_{p.t.t2}) \quad (6)$$

и рассматривать как сумму элементарных моментов.

Удельные проводимости в уравнении (6) определяются аналитически или построением картин поля в функции координаты якоря.

При исследовании влияния длины ε_0 укороченного полюсного наконечника на реактивный момент полная проводимость выпучивания с граней якоря $g = g_{n1} + g_{n2} + g_{p.t.n1} + g_{p.t.n2} + g_F$ определялась по картинам поля, которые позволили также учесть выпучивание с внутренней грани F якоря.

Картинами поля при $\frac{x}{\delta_1} = -10$, $\frac{\varepsilon_0}{\delta_1} = 0$, $\frac{\varepsilon_0}{\delta_1} =$

$= 15$, $\frac{k}{\delta_1} = 10$ показаны на рис. 5а, б. Остальные параметры преобразователя приведены выше.

На рис. 6, а даны значения удельных проводимостей выпучивания с граней N и F якоря на полюсы сигнальных обмоток в функции отклонения якоря от нулевого положения. На рис. 6, а обозначено: $\Delta g = g - g'$, где g — удельная проводимость выпучивания, соответствующая отношению $\frac{x}{\delta_1}$; g' — удельная проводимость для области положений якоря, где она остается неизменной. Для рассмотренного преобразователя $g' \approx 3,5$. По этим зависимостям на рис. 6, б

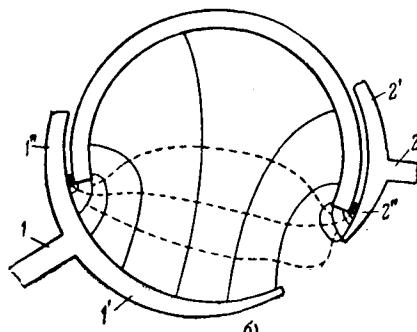
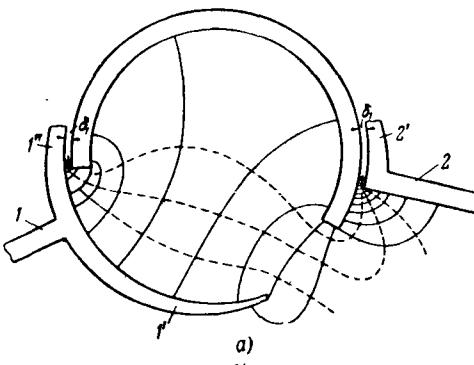


Рис. 5.

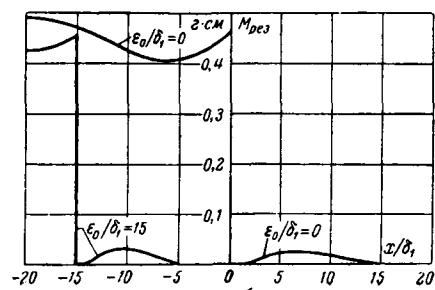
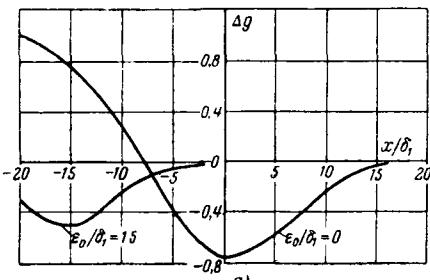


Рис. 6.

построены кривые результирующих реактивных моментов (при $F_1 = 15 \text{ а-в}$).

Из полученных результатов следует, что в области $\frac{x}{\delta_1} > -\frac{\epsilon_0}{\delta_1}$ результирующий момент обусловлен изменением только проводимости выпучивания с граней N и F якоря, а в области $\frac{x}{\delta_1} < -\frac{\epsilon_0}{\delta_1}$ основную долю составляет положительный момент, вызванный изменением проводимости воздушного зазора полюса 1:

$$M_1 = \frac{1}{2} F_1^2 \frac{\partial G_1}{\partial x}, \quad (7)$$

за счет чего при $\frac{x}{\delta_1} < -\frac{\epsilon_0}{\delta_1}$ на якорь действует значительный положительный момент (рис. 6, б).

Результаты проведенных исследований были использованы при изготовлении опытного датчика

скорости вентиляционных потоков с отклоняющейся заслонкой в качестве чувствительного элемента и трансформаторным преобразователем угла [Л. 2] и подтверждены на опытной модели этого датчика.

Литература

- Чистяков Н. Н., Электрические авиационные приборы, Оборонгиз, 1950.
- Тышкин М. А., Об измерении скоростей воздушных потоков в шахтных выработках трансформаторным датчиком угла, Изв. вузов (Горный журнал), 1962, № 4.
- Буль Б. К., Графоаналитический метод расчета магнитных проводимостей электрических аппаратов, «Электричество», 1961, № 3.
- Буль Б. К., Исследование поля вблизи воздушного зазора и расчет магнитных проводимостей, «Вестник электроиндустрии», 1959, № 9.
- Буль Б. К., Определение погрешностей и пределов применимости формул удельных магнитных проводимостей, «Электричество», 1960, № 4.

[27.5.1963]



УДК 621.316.722

К вопросу оптимального регулирования напряжения на электропереходах 500 кв

Инж. Е. А. ГОЛУБИН и инж. Б. Н. ЧИСТЯКОВ

Челябинск

Характерной особенностью линий электропередачи напряжением 500 кв является наличие не зависящих от нагрузки потерь на корону и заметной слагающей потерей от зарядной реактивной мощности. По экспериментальным данным [Л. 1] потери мощности на корону могут составлять от 1 до 160 квт/км. Расчетные данные по методике ВНИИЭ и НИИПТ [Л. 2] приведены на рис. 1 и 2 для линии 500 кв с проводом 3×АСО-500 длиной 500 км. На этих и последующих рисунках кривая 1 — при хорошей погоде; 2 — при дожде; 3 — снеге и 4 — изморози.

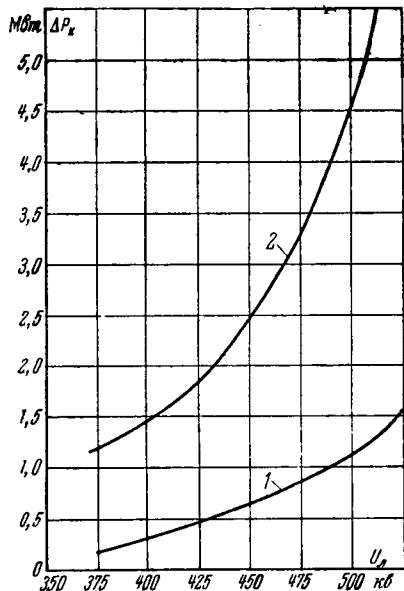


Рис. 1.

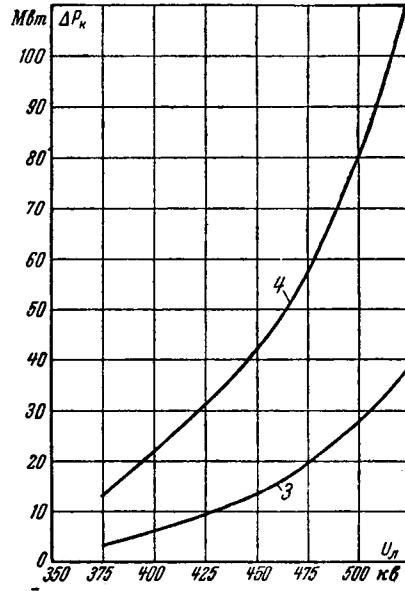


Рис. 2.

оценки целесообразности специальных средств регулирования.

Как видно из приведенных кривых, даже при хорошей погоде при перетоках до 200—250 квт целесообразно для экономии в потерях мощности понижать напряжение на электропередаче 500 кв до минимальных уровней.

Тем более необходимо специальное регулирование напряжения при ухудшенных погодных условиях (дожде, снеге, изморози). Экономия в потерях мощности, которая может быть достигнута при оптимальном регулировании напряжения по сравнению с режимом электропередачи при постоянном напряжении 500 кв, видна на рис. 4.

Выводы. Проведенные расчеты показывают целесообразность специального глубокого регулирования напряжения на линиях 330—750 кв для снижения суммарных потерь мощности в зависимости от условий погоды и величины передаваемой мощности.

Это необходимо учитывать при эксплуатации и проектировании линий 330—750 кв.

Литература

1. Кравченко В. Д., Левитов В. И. и Попков В. И., Потери мощности и энергии на корону на про-

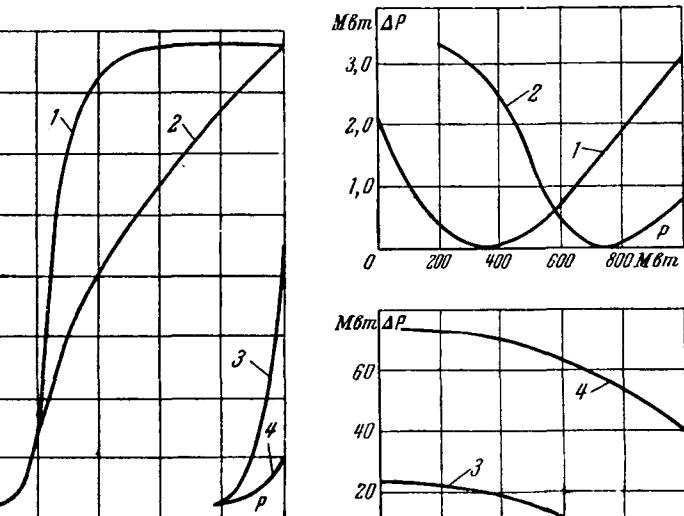


Рис. 3.

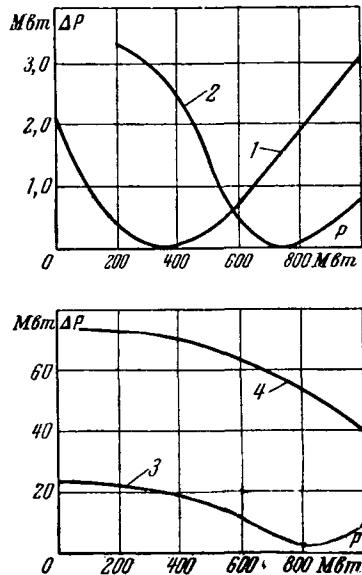


Рис. 4.

водах действующей линии 500 кв, «Электричество», 1964, № 5.

2. Руководящие указания по определению среднегодовых потерь мощности на корону для линий электропередачи 330—750 кв, Госэнергоиздат, 1961.

[10.11.1964]



К СВЕДЕНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ журнала „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО“

Для более широкого ознакомления научных и инженерно-технических работников разных отраслей народного хозяйства с лучшими зарубежными стандартами Всесоюзной научно-исследовательский институт технической информации, классификации и кодирования (ВНИИКИ) совместно с Издательством стандартов готовит многотомное подписанное издание — «УКАЗАТЕЛЬ ИНОСТРАННЫХ СТАНДАРТОВ».

«Указатель» содержит более 100 тыс. наименований стандартов по всем отраслям промышленности, транспорта, сельского хозяйства, науки и техники 30 зарубежных стран. Стандарты разпределены по разделам и группам «Классификатора государственных стандартов СССР».

Подписку можно оформить как на все, так и на отдельные тома «Указателя» по определенной отрасли промышленности, сельского хозяйства, науки и техники.

Первые тома, содержащие стандарты по металлам, машиностроению, химии и синтетическим материалам, выйдут во второй половине 1965 г. Всего намечено выпустить 20 томов «Указателя».

Подробные проспекты высыпаются по первому требованию.

Принимаются предварительные заявки. Заявки направлять по адресу: Москва, В-259, Б. Черемушкинская ул., д. 92, корп. 4, Центральная контора по распространению стандартов.

**ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР
И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР**

Исследование винтореберных изоляторов

Инж. Б. И. ГАЙДАШ, кандидат техн. наук С. И. ИВАХИН,
инж. В. Н. ГЛУЩЕНКО и инж. В. И. КОТЛИК

Славянск

В последние годы все большее распространение получают винтореберные стержневые фарфоровые изоляторы, обладающие рядом преимуществ по сравнению со стержневыми изоляторами обычного исполнения [Л. 1 и 2]: более высокие электромеханические характеристики; способность к самоочистке от загрязнений, что позволяет успешно решить проблему создания грязеустойчивых изоляторов; технологичность конструкции (процесс их изготовления поддается автоматизации, за счет чего значительно облегчается труд и сокращается цикл производства изоляторов; при этом отходы фарфоровой массы сводятся к минимуму — 3—5% против 50—60% для обычных изоляторов) и др.

Особенно сильно проявляются их преимущества в связи с созданием нового способа непрерывной вытяжки винтореберных изоляторов непосредственно из вакуумпресса [Л. 3].

В Центральной научно-исследовательской лаборатории ГПК ЭиЭ СССР (г. Славянск) исследовались изоляторы типов ИФС-27,5, КО-400 и СП-35 с винтовыми ребрами (рис. 1) в сопоставлении с идентичными изоляторами обычного исполнения¹. Винтореберные изоляторы изготавливались одно-, двух- и трехзаходными как на токарно-винторезном станке, так и при помощи специального формующего устройства [Л. 4]. Винтовые ребра изоляторов выполнялись различного профиля (рис. 2).

Изучение зависимости разрядных характеристик изоляторов от профиля ребер и числа их заходов проводилось путем снятия сухоразрядных и мокоразрядных напряжений изоляторов при промышленной частоте.

Определение мокоразрядных характеристик

¹ В работе принимали участие В. К. Кожухов, В. Г. Котелевцев и др.

проводилось по стандартной методике с применением дождя интенсивностью 5 мм/мин и при нормальной проводимости с пересчетом полученных результатов к нормальным атмосферным условиям.

Средние показатели результатов испытаний изоляторов в вертикальном и горизонтальном положениях приведены в таблице.

Из таблицы видно, что сухоразрядные напряжения для всех типов изоляторов не зависят от числа заходов и профиля ребер и остаются на уровне значений сухоразрядных напряжений идентичных изоляторов обычного исполнения с кольцевой формой ребер. Мокоразрядные же напряжения зависят от числа заходов и профиля ребер и во всех случаях выше мокоразрядных напряжений изоляторов обычного исполнения. Эта зависимость для изоляторов типов ИФС-27,5, КО-400 и СП-35 изображена графически на рис. 3.

Изоляторы с одним заходом ребер обладают максимальными мокоразрядными характеристиками, превышающими значения мокоразрядных характеристик изоляторов обычного исполнения на 25—40% в случае профиля ребер по рис. 2,в, на 17—30% в случае профиля ребер по рис. 2,б и на 6—15% в случае профиля ребер по рис. 2,а.

Изоляторы с тремя заходами ребер обладают минимальными мокоразрядными характеристиками, превышающими, однако, значения мокоразрядных характеристик изоляторов обычного исполнения на 16—25% в случае профиля ребер по рис. 2,в, на 11—17% в случае профиля ребер по рис. 2,б и 2—10% в случае профиля ребер по рис. 2,а.

Промежуточное положение по значениям мокоразрядных напряжений занимают двухзаходные винтореберные изоляторы.

В связи с изложенным интересно рассмотреть

Конструктивные особенности стержневых изоляторов		Мокоразрядное напряжение, кв						Сухоразрядное напряжение, кв		
		В горизонтальном положении			В вертикальном положении					
Число заходов	Профиль ребра по рис.	ИФС-27,5	КО-400	СП-35	ИФС-27,5	КО-400	СП-35	ИФС-27,5	КО-400	СП-35
Однозаходный	2,а	160	146	—	104	121	121	167	151	216
	2,б	161	145	—	118	137	134	168	150	216
	2,в	161	147	—	128	146	141	168	151	215
Двухзаходный	2,а	159	147	—	103	115	118	166	151	217
	2,б	160	146	—	112	128	131	166	149	217
	2,в	161	145,5	—	120	139	137	168	149	217
Трехзаходный	2,а	158	146,5	—	99	107	116	166	151	217
	2,б	161	146	—	106	119	127	167	150	216
	2,в	162	147	—	113	130	133	167	151	215
Обычное исполнение	—	161	—	—	90	105	114	166	149	216

Примечание: У винтореберных изоляторов всех типов мокоразрядное напряжение в горизонтальном положении практически равно сухоразрядному.

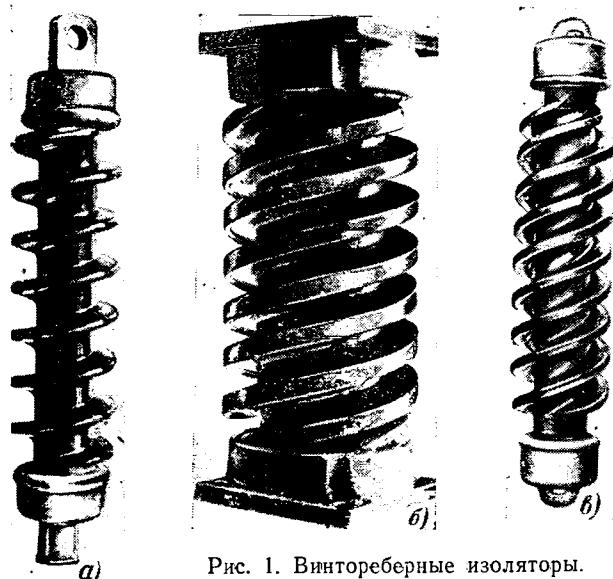


Рис. 1. Винтореберные изоляторы.
а — типа ИФС-27,5; б — типа КО-400; в — типа СП-35.

распределение длины путей утечки тока на изоляторах в зависимости от числа заходов (для изолятора типа ИФС-27,5 с профилем ребра по рис. 2,а):

Особенности пути утечки изолятора	Длина пути утечки тока, мм
Для однозаходного по спирали	1830
Для двухзаходного по спирали	955
Для трехзаходного по спирали	755
Вдоль оси трехзаходного винтореберного изолятора	630
Вдоль оси изолятора обычного исполнения	610

За единицу пути утечки тока у изоляторов обычного исполнения и винтореберных принималось кратчайшее расстояние — соответственно по образующей в плоскости оси и по спирали у основания ребра изолятора. Зависимость мокроразрядных напряжений от длины пути утечки тока показана графически на рис. 4.

Изучение полученных экспериментальных данных позволяет установить, что в условиях дождя у изоляторов с профилем винтового ребра в нормальном сечении по рис. 2,а не наблюдается резкого увеличения мокроразрядного напряжения. Это объясняется тем, что угол профиля ребра α относительно велик и вода, частично стекая по витку, также струйками стекает с ребра на ребро, образует цепь короткого замыкания и снижает напряжение перекрытия.

Все же в этом случае распределение напряжения вдоль оси изолятора более равномерное, так как пленка воды, стекающей по винтовой поверхности ребра, постоянна по всей его длине. Только тогда, когда под воздействием токов утеч-

ки начинают образовываться разрывы в сплошной пленке, появляются условия для возникновения частичных разрядов, в дальнейшем переходящих в полный разряд [Л. 1]. У изоляторов обычного исполнения наличие сухих и смоченных поверхностей (поясков) по длине изолятора вызывает неравномерное распределение напряжения и, следовательно, облегчаются условия для появления разряда.

У изоляторов с профилем винтового ребра по рис. 2,б и особенно с профилем по рис. 2,в наблюдается резкое повышение мокроразрядных напряжений благодаря тому, что дождевая вода, стекая по винтовому ребру вокруг ствола изолятора, улучшает распределение напряжения вдоль изолятора. В этом случае практически исключается стекание воды с ребра на ребро. Кроме того, поверхность изолятора лучше омывается дождем, что и обеспечивает его самоочищаемость.

Величины грязеразрядных напряжений и поверхностных сопротивлений до смывания загрязняющего вещества у обычных и винтореберных изоляторов довольно близки. После смывания наблюдается разница между ними, зависящая от длительности или интенсивности дождя, вида загрязнений и изоляторов. Наилучшие результаты получены на винтовом изоляторе с одним заходом винта и двойной канавкой на верхней и нижней поверхностях ребер (рис. 2,в). Его грязеразрядное напряжение возрастает по сравнению с изолятором обычного типа в зависимости от интенсивности и длительности дождя на 30—50% [Л. 5].

Шаг, радиальный вылет и толщина ребра во многом определяют электромеханические и весовые характеристики изоляторов. Экспериментальным путем установлены их оптимальные значения.

Шаг винтового ребра определяется длиной пути утечки тока по спирали, а также технологичностью изолятора, и для рассматриваемых типов изоляторов колеблется в пределах 50—70 мм. Радиальный вылет ребра определяется в основном технологическими возможностями изолятора и находится в определенном соотношении с шагом винтового ребра.

Оптимальные значения шага и вылета винтового ребра определяются также из условия, чтобы при дожде разрядные напряжения между ребрами по поверхности фарфора и непосредственно по воздуху были примерно одинаковы. Это достигается при соотношении между радиальным вылетом и

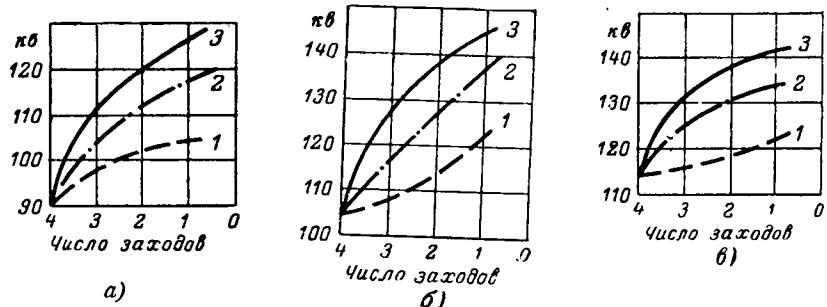


Рис. 3. Графики зависимости мокроразрядных напряжений от числа заходов и профиля винтовых ребер.
а — изолятор типа ИФС-27,5; б — изолятор типа КО-400; в — изолятор типа СП-35.
1 — изоляторы с профилем ребра по рис. 2,а; 2 — изоляторы с профилем ребра по рис. 2,б; 3 — изоляторы с профилем ребра по рис. 2,в.

Рис. 2. Профили ребер винтовых изоляторов.

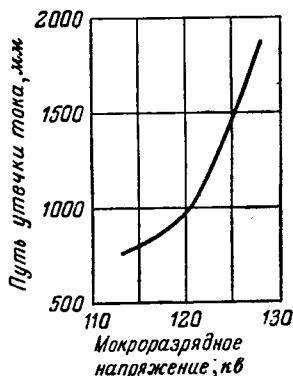


Рис. 4. Зависимость мокроразрядных напряжений от длины пути утечки тока винтореберных изоляторов.

шагом ребра, равном 0,8—1,0. Толщина ребер должна быть минимальной и определяется исключительно технологическими возможностями.

При соединении фарфора с металлической арматурой большое влияние на механическую прочность оказывает правильное конструктивное решение шеек изоляторов. Были исследованы два наиболее технологичных варианта шеек винтореберных изоляторов (рис. 5).

По первому варианту (рис. 5, б) шейки выполнялись цилиндрическими и имели следы срезанных винтовых ребер определенной высоты. Такая форма шеек изолятора позволяет получить прочное соединение фарфорового элемента с арматурой. Но в результате многократных испытаний установлено, что вследствие неравномерного распределения нагрузок по поверхности шеек возможны случаи снижения прочностных характеристик изоляторов.

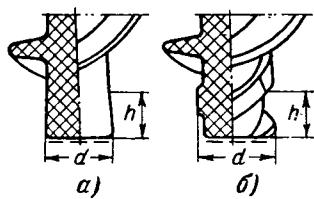


Рис. 5. Конструктивные исполнения шеек винтореберных изоляторов.
а — коническое; б — цилиндрическое.

По второму варианту (рис. 5, а) шейки выполнялись коническими. Установлена оптимальная конусность шеек 10—12°. Большая конусность создает неблагоприятное распределение усилий, а меньшая может привести к снятию арматуры. Опасное сечение изолятора находится в месте заделки шейки в шапку, диаметр d которой больше, чем ее высота h .

Высота шейки под посадку шапки должна быть оптимальной. В исследованных изоляторах установлена определенная зависимость между механической прочностью на растяжение и высотой шейки, представленная на рис. 6.

Установлено, что прочность изолятора с высотой посадки шапки 40 мм на 20—25% меньше соответствующей прочности изолятора с высотой посадки

шапки 60 мм. Это вполне закономерно, так как увеличение высоты посадки шапки приводит к снижению поверхностного давления заделанного ствола при нагрузке на растяжение.

В то же время значительное увеличение высоты шейки изолятора нежелательно, так как при этом увеличиваются размеры арматуры и самого изолятора. Кроме того, как видно из графика на рис. 6, увеличение высоты заделки арматуры ограничено прочностными свойствами фарфора.

Экспериментальными исследованиями подтверждена возможность рассчитывать с достаточной степенью точности общепринятыми методами диаметр ствола винтореберных изоляторов в зависимости от

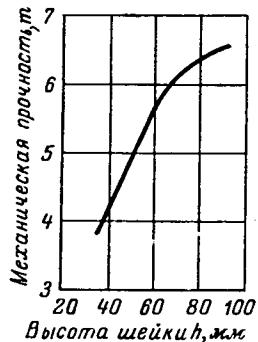


Рис. 6. Зависимость механической прочности изоляторов на растяжение от высоты заделки шейки.

требуемой механической прочности. Установлены практические величины пределов прочности фарфора для исследованных изоляторов: 120—240 кг/см² при растяжении и 180—200 кг/см² при изгибе.

Выводы. 1. Для обеспечения высоких мокроразрядных характеристик стержневых изоляторов следует рекомендовать их конструктивное исполнение в виде однозаходных винтореберных изоляторов с профилем ребра по рис. 2, в.

2. Для практического подтверждения данных, полученных экспериментальным путем, а также накопления опыта по грязестойкости винтореберных изоляторов, необходимо широкое эксплуатационное опробование указанных изоляторов в энергосистемах стран с различными климатическими условиями.

Литература

1. Жион Л. и Мейер Х., Новые изоляторы с винтовыми ребрами для линий и аппаратов высокого напряжения, CIGRE, 1960, докл. № 208.
2. Богинский М. П., Гайдаш Б. И. и Глушенко В. Н., Стержневые изоляторы с винтовыми ребрами, «Электрические станции», 1962, № 3.
3. Гайдаш Б. И., Непрерывное формование винтореберных изоляторов, «Стекло и керамика», 1963, № 11.
4. Гайдаш Б. И., Богинский М. П., Глушенко В. Н., Ивахин С. И. и Штейнбах А. Е., Устройство для непрерывного формования стержневых изоляторов Авторское свидетельство № 145996, КЛ-31С, 1802, 1960.
5. Трусова В. Н., Исследование специальных конструкций опорных изоляторов при самоочистке их дождем, «Вестник электропромышленности», 1963, № 8.

[23.11.1964]



Об остаточном содержании сульфат-ионов в оксидных изоляционных покрытиях

Кандидат физ.-матем. наук Н. Е. МАРКОВА, инж Э. Н. СУХОТИНА и инж. В. В. ЧЕРНЫШЕВ

Воронежский Государственный университет

Оксидные изоляционные покрытия на алюминии находят широкое применение в электротехнике благодаря хорошим изоляционным свойствам и устойчивости против коррозии при высоких температурах [Л. 1]. Однако процесс оксидирования производится в агрессивных электролитах, главным образом в серной кислоте, поэтому качество полученной пленки и ее стойкость существенно зависят от остаточного содержания электролита и продуктов электрохимической реакции после промывки.

В литературе отмечается весьма значительное содержание сульфат-ионов в пленке оксида алюминия после оксидирования в серной кислоте. По данным [Л. 2] оно может достигать 13,2% веса пленки. Даже при непрерывной выдержке в тече-

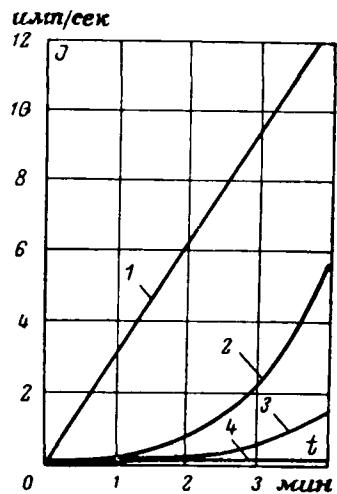


Рис. 1. Зависимость активности образцов от времени оксидирования.

1 — отмыка в проточной водопроводной воде и в трех ванночках дистиллированной воды; 2 — электрохимическая очистка в течение 1 мин; 3 — электрохимическая очистка в течение 4 мин; 4 — электрохимическая очистка в течение 10 мин.

ние 8 ч в проточной дистиллированной воде пленка содержит до 4—5% сульфат-ионов [Л. 3].

Для объяснения столь высокого остаточного содержания сульфат-ионов и трудности их отмыки были сделаны предположения о внедрении их в структуру пленки [Л. 4]. Однако наблюдаемое уменьшение количества сульфат-ионов при увеличении времени отмыки в дистиллированной воде свидетельствуют, очевидно, о том, что большое остаточное содержание сульфат-ионов связано с активной адсорбцией их порами пленки.

Пленка, образуемая на алюминии электрохимическим оксидированием в серной кислоте, имеет

сложное строение: нижняя часть (так называемый «барьерный слой») — сплошная и имеет незначительную толщину (до 100 Å) [Л. 1]. Остальная часть пленки толщиной в несколько микрон — пористая, причем поры при столь значительной длине имеют сравнительно малый диаметр (порядка 100 Å). За счет такого сложного строения пор остатки агрессивного электролита в них трудно удалить обычной промывкой в воде.

Между тем ввиду высокого остаточного содержания сульфат-ионов в пленке последние ухудшают ее качество. Это связано с тем, что с прекращением действия электрического тока остатки серной кислоты начинают взаимодействовать с оксидом, образуя растворимые в воде соединения (главным образом сульфат алюминия), которые обладают худшими электрофизическими свойствами. При этом вследствие сквозного разрушения барьерного слоя может произойти пробой воздуха в образовавшемся канале при гораздо более низком напряжении, чем может выдержать пленка [Л. 5]. Кроме того, продукты взаимодействия оксида с серной кислотой механически непрочны, в результате чего пленка теряет эластичность, становится неустойчивой к воздействию влаги и температуры.

В данной работе проводилось оксидирование алюминия чистотой 99,99% в серной кислоте, содержащей радиоактивный изотоп серы-35. Образцы гладкой фольги размером 1×1 см² оксидировались при плотности тока 15 мА/см². Концентрация кислоты составляла 8—10%, температура электролита во время оксидирования была 25—27° С.

Согласно данным [Л. 6] такой режим оксидирования обеспечивал получение пленки толщиной 2,5—3 мк в течение 2 мин. После оксидирования образцы промывались в проточной водопроводной воде, а затем в трех ванночках дистиллированной воды, что соответствовало обычной технологии промывки на производстве.

Наряду с такой отмыкой проводилась очистка образцов от сульфат-ионов электрохимическим путем при катодной поляризации с последующим удалением ионов электродиализом [Л. 7].

Установка представляла собой обычный электродиализатор. Очищаемый образец включался катодом и помещался в электродное пространство, отделенное от графитовых анодов пористыми перегородками из мипласта (ВТУ № М-306/53). При напряжении на клеммах электродиализатора 100 в плотность тока очистки составляла 0,5—1,0 мА/см².

После очистки образцы высушивались и их активность измерялась торцевым счетчиком. По полученным данным строились графики (рис. 1 и 2).

На рис. 1 приведена зависимость активности образцов от времени оксидирования для различных

способов отмывки. Как видно, для случая обычной отмычки для данного интервала времени активность возрастает почти линейно. Это обстоятельство

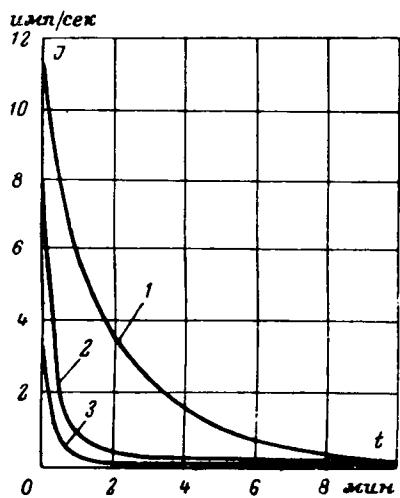


Рис. 2. Зависимость активности образцов от времени электрохимической очистки.

1 — оксидирование в течение 4 мин; 2 — оксидирование в течение 2 мин; 3 — оксидирование в течение 1 мин.

связано, очевидно, с ростом толщины пленки, а следовательно, и с длиной образующихся в ней пор.

Электрохимическая очистка позволяет существенно снизить содержание сульфат-ионов (кривые 2—4, рис. 1) по сравнению с обычной отмычкой, но здесь тоже наблюдается рост активности образцов с увеличением времени анодирования.

Уменьшение активности образцов наблюдается при увеличении времени электрохимической очистки (рис. 2). Уже после 10 мин активность образцов становится минимальной. Исходя из литературных данных и принимая за основу 10%-ное содержание сульфат-ионов в пленке после обычной отмычки, можно оценить их количество после электрохимической очистки. С учетом ошибки экспериментов в самом худшем случае это значение не превышает 0,1%.

Эффективность действия электрохимической очистки, видимо, связана с тем, что в порах оксидной пленки происходит электроосмотическое движение жидкости, вследствие чего достигается более полная их промывка от остатков электролита, чем при обычной диффузии [Л. 8].

Применение электрохимического метода очистки оксидных покрытий после анодирования от агрессивных сульфат-ионов существенно повысит их качество и надежность.

Литература

1. Тареев Б. М. и Лернер М. М., Оксидная изоляция, изд. «Энергия», 1964.
2. Pullen N. D., Metall Ind., 1939, № 54.
3. Томашов Н. Д. и Бялобжесский А. В., Труды института физической химии АН СССР, 1955, вып. 5, стр. 4.
4. Богоявленский А. П. и Ведерников А. П., Журнал прикладной химии, вып. 2, 1958, т. 31.
5. Койков С. Н. и Цикин А. Н., Электрическая прочность тонких слоев окиси алюминия, Журнал технической физики, вып. 10, 1956, т. 26, стр. 2248—2253.
6. Закгейм Л. Н., Электролитические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1963.
7. Wegner P., Nachrichtentechnik, 1958, № 8.
8. Скорчеллetti B. A., Теоретическая электрохимия, Госхимиздат, 1959.

[9.10.1964]



ОТ РЕДАКЦИИ

В журнале «Электричество» (№ 6, 1963 г.) была опубликована статья Д. А. Попова «Частотные характеристики автономных электрических систем», в которой критиковалась работа В. М. Матюхина «О статической устойчивости электропередачи в связи с наличием нескольких генераторов на передающей станции» (Изв. АН СССР, № 7, 1957 г.).

В ответ на возражения В. М. Матюхина (письмо в редакцию от 6 июля 1963 г.) автор статьи Д. А. Попов в своем письме в редакцию от 30 октября 1963 г. указывает, что «... критика в адрес статьи В. М. Матюхина по существу была ошибочной...» и объясняет это чрезмерной краткостью изложения работы В. М. Матюхина.

Хроника

УДК 621.34:621.314.632.4

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СЕМИНАР „ЭЛЕКТРОПРИВОД С УПРАВЛЯЕМЫМИ КРЕМНИЕВЫМИ ВЕНТИЛЯМИ (ТИРИСТОРАМИ) В МАШИНОСТРОЕНИИ“

29—31 марта 1965 г. в Московском Доме научно-технической пропаганды им. Д. Е. Дзержинского состоялся научно-технический семинар «Электропривод с управляемыми кремниевыми вентилями в машиностроении». Научный руководитель семинара канд. техн. наук В. А. Найдис (ЭНИМС).

Задача семинара — информировать о состоянии научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ по созданию и внедрению в промышленность тиристорных систем электропривода, а также проведение координационных совещаний по направлениям для устранения дублирования и рационального распределения работ. В работе семинара приняли участие 490 представителей от 295 организаций и предприятий. Было заслушено 22 доклада от 15 организаций машиностроительной, электротехнической промышленности и системы высшего образования.

Во вступительном слове доктор техн. наук, проф. И. В. Харизоменов рассказал о применении устройств с управляемыми кремниевыми выпрямителями в существующих системах автоматизированного электропривода. Достоинства тиристорных преобразователей позволяют ожидать увеличения удельного веса в промышленности приводов с кремниевыми управляемыми выпрямителями по мере их освоения и серийного выпуска.

В докладах, представленных на семинаре, четко определились три основных направления в области разработки тиристорных систем: регулируемые приводы с двигателями постоянного тока, асинхронные приводы с частотным регулированием и бесконтактные устройства для включения, отключения и получения различных вспомогательных режимов асинхронного двигателя.

По общему мнению участников семинара работы в области применения тиристоров в электроприводе следует вести по пути разработки и организации серийного производства комплектных систем электропривода.

Системы регулирования скорости двигателей постоянного тока с тиристорами в якорной цепи нашли отражение в докладах Е. Ю. Данюшевской, Ф. Б. Светова (ВНИИЭМ), А. М. Лебедева, В. Ф. Юферова (ЭНИМС), Л. А. Шпиглера,

М. Е. Гольца (УкрНИИСИП), В. М. Козина, Ф. Д. Кочубиевского, Я. Е. Марченко (СибНИЭТИ). О системах с тиристорами в цепи возбуждения рассказали в докладах Л. М. Твердин, И. М. Круглянский, Г. С. Медведева, Ю. Д. Уваров (ВЭИ), Б. Н. Дубров, М. Т. Гранкин (КЭТС) и Г. И. Андреев (ЭНИМС), А. Г. Иванов, В. В. Горчаков, А. Г. Матисон, Н. В. Донской (ЧЭТНИИ), В. А. Барский, А. К. Гинзбург, В. Н. Кондратюк, Б. И. Мошкович (НИИЭлектро). Наконец, комбинирование системы с тиристорами в цепи якоря и возбуждения описаны в докладах Г. И. Андреева (ЭНИМС), М. Е. Верхолата, Ю. Я. Морговского, С. В. Демидова (ОКБС).

Работы по тиристорным системам частотно-регулируемого асинхронного привода были представлены в докладах В. А. Лабунцова (МЭИ), Т. А. Глазенко (ЛИТМО), И. И. Кантера (Саратовский политехнический институт), И. Б. Семенова, Н. И. Кармацкого (ИАТ), П. А. Ровинского (ИЭМ), Г. В. Аранчего, Г. Г. Жемерова, И. И. Эпштейна (НИИЭлектро), В. Е. Скороварова (МФТИ).

О работах по применению бесконтактных включающих устройств для асинхронных двигателей сделали доклады: В. А. Шубенко, И. Я. Braslavskiy, Р. Т. Шрейнер, В. В. Кучин, Н. Д. Ясенев (УПИ) — по использованию в цифровых следящих системах; А. М. Мейтель (ЭНИМС) — по управлению плавностью разгона, В. А. Зыков, А. Л. Писарев, Т. С. Шалагинова (ВНИИЭМ) — по однофазным и трехфазным бесконтактным выходным устройствам.

Вопросы защиты тиристоров в схемах электропривода освещены в докладе А. Н. Абрамова, А. В. Бакалова, В. М. Шугрина (СибНИЭТИ).

С сообщениями выступили представители многих организаций. В решениях, принятых семинаром, содержится констатация своевременности широкого развертывания работ по тиристорным приводам и намечаются основные задачи по дальнейшим научно-исследовательским и проектно-конструкторским работам на ближайшие годы.

В. Н. Титова

УДК 512.88:62—52

III ВСЕСОЮЗНОЕ СОВЕЩАНИЕ ПО ТЕОРИИ ИНВАРИАНТНОСТИ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЮ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Академия наук СССР, Академия наук УССР, Государственный комитет по приборостроению, средствам автоматизации и системам управления при Госплане СССР проводят с 31 мая по 3 июня 1966 г. в Киеве III Всесоюзное совещание по теории инвариантности и ее применению в системах автоматического управления.

В качестве основных направлений для обсуждения на совещании оргкомитет рекомендует:

1. Теоретические проблемы инвариантности:

а) развитие теории инвариантности применительно к регулированию и управлению систем с переменными параметрами, нелинейных систем, систем с многими регулируемыми величинами, самонастраивающихся и экстремальных систем;

б) связь теории инвариантности с другими направлениями теории автоматического управления;

в) развитие идей инвариантности для кибернетических систем;

г) изучение проявлений инвариантности в биологических системах.

2. Прикладные вопросы теории инвариантности:

а) новые примеры использования теории инвариантности для разработки высококачественных автоматических систем;
б) использование вычислительной техники для реализации условий инвариантности;
в) исследование инвариантных автоматических устройств и систем.

Создан оргкомитет по проведению совещания.

В его состав входят: акад. В. С. Кулебакин (почетный председатель), акад. Б. Н. Петров (председатель), акад. А. Ю. Ишлинский, акад. В. М. Глушков, чл.-корр. АН СССР Е. П. Попов, чл.-корр. АН УССР А. Г. Ивахненко, чл.-корр. АН УССР А. И. Кухтенко, доктор техн. наук П. И. Чинаев (отв. учений секретарь).

Оргкомитет осуществляет предварительный отбор и подготовку материалов к совещанию. Желающих принять участие в совещании просят направлять в Оргкомитет (г. Киев, Брест-Литовское шоссе, д. 102) тезисы докладов и сообщений до 30 октября 1965 г., рукописи докладов и сообщений (в трех экз.) до 1 марта 1966 г. с тем, чтобы можно было издать труды совещания в возможно более короткий срок.

ДИССЕРТАЦИИ¹

НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Г. Г. Счастливый защитил 13 июня 1963 г. диссертацию на тему «Обобщение метода эквивалентных тепловых параметров для расчетов нагрева закрытых асинхронных электродвигателей». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. М. М. Красношапка и канд. техн. наук А. В. Новикова.

На основе развития канонической тепловой схемы получены эквивалентные схемы для расчетов распределения температур вдоль обмоток статора и ротора, а также в активной стали асинхронных двигателей.

Разработана электромоделирующая установка. Даётся новый метод экспериментального исследования тепловых параметров, определяемых конвективным теплообменом. Проведен анализ нагрева двигателей АО методом вариаций параметров эквивалентных тепловых схем, на основе которого показаны возможности улучшения теплоотвода и оптимизации теплового режима обмотки статора.

В. В. Зорин защитил 24 июня 1963 г. диссертацию на тему «Повышение качества напряжения в местных электрических сетях». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. И. К. Федченко и канд. техн. наук, доц. П. Г. Городской.

Рассмотрены мероприятия по улучшению режима напряжений в распределительных сетях. Исследованы оптимальные режимы при плавном и ступенчатом регулировании. Изложен способ определения количественных показателей качества напряжения по графикам нагрузок. Исследовано влияние коэффициента мощности и степени компенсации на величину пропускной способности. Дан метод расчета определения места расположения и параметров установок ПК (продольной компенсации) в распределительных сетях. Вычислены и экспериментально измерены гармонические составляющие компенсированной и некомпенсированной сварочной машины, показано влияние угла зажигания искрительных головок на степень компенсации коэффициента мощности. Разработана конструкция и проведены лабораторные испытания опытного образца искрового разрядника с графитовыми электродами, предназначенного для защиты установок ПК в промышленных сетях 6–10 кв.

ДНЕПРОПЕТРОВСКИЙ ГОРНЫЙ ИНСТИТУТ

Э. М. Гутман защитил 21 июня 1962 г. диссертацию на тему «Исследование влияния токов утечки электровозного транспорта горных предприятий с открытой разработкой на подземные сооружения и методы их защиты». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. Р. М. Лейбов и канд. техн. наук, доц. Д. Б. Ломазов.

Разработаны корреляционные методы исследования нестационарного поля ближайших токов. Получены критерии подобия для моделирования ближайших токов методом сплошных сред и предложена модель с электропроводной бумагой для моделирования схемы замещения. Предложена установка с высокими технико-экономическими показателями для электрозащиты оболочек силовых кабелей, имеющих заземляющие устройства. Разработаны и проверены опытными установками эффективные проектные мероприятия по защите от ближайших токов электровозной откатки на примере конкретного горного предприятия с открытой разработкой.

КАУНАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

А. Б. Лабудис защитил 11 мая 1962 г. диссертацию на тему «К вопросу теории расчета и конструирования однофазных экранированных двигателей». Официальные оппоненты: доктор техн.

наук, проф. Т. П. Губенко и канд. техн. наук С. И. Мараса.

Поставленная в диссертации задача заключается в исследовании пусковых и рабочих характеристик экранированного двигателя с учетом влияния высших гармоник. В качестве метода исследования автор использует разложение пульсирующих полей на вращающиеся поля прямого и обратного следования фаз.

НОВОЧЕРКАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Т. С. Журавлева защитила 29 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Датчик Холла как элемент электрической цепи и его работа в дифференциальных схемах, предназначенных для промышленного контроля постоянных магнитов». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. А. Д. Дроздов и кандидат физ.-матем. наук В. В. Галаванов.

Излагаются теории эффекта Холла. Разбираются условия работы датчика Холла в постоянных и переменных электрических и магнитных полях. Излагаются результаты исследования автора по выбору полупроводниковых материалов для изготовления датчиков Холла, предназначенных для контроля магнитных свойств ферромагнитных материалов. Разбираются вопросы, связанные с конструкцией установок, предназначенных для контроля постоянных магнитов. Даётся описание установки для контроля магнитных свойств постоянных магнитов типа «счетчик» и приводятся результаты испытания этой установки на Новочеркасском заводе постоянных магнитов.

ГРУЗИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Г. Ф. Долидзе защитил 5 марта 1963 г. диссертацию на тему «Дифференциально-фазная защита сборных шин». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. А. М. Федосеев и канд. техн. наук, доц. И. С. Курдiani.

Работа посвящена теоретическим и экспериментальным исследованиям поведения трансформаторов тока в релейных защитах сборных шин электростанций и подстанций. При этом рассматривается дифференциальная защита, которая является наиболее распространенной. Предложены новые схемы защиты. Автору удалось сформулировать требования, предъявляемые к дифференциальным защитам шин, и разграничить параметры защиты при внутренних и внешних повреждениях. Рассматриваются возможные характеристики пусковых органов защиты.

АЗЕРБАЙДЖАНСКИЙ ИНСТИТУТ НЕФТИ И ХИМИИ имени АЗИЗБЕКОВА

П. Г. Дорошенко защитил 31 мая 1963 г. диссертацию на тему «Исследование вопросов электрической защиты магистральных трубопроводов от коррозии, вызываемой ближайшими токами». Официальные оппоненты: доктор техн. наук А. А. Фарханов и канд. техн. наук, доц. А. А. Спирина.

Разработаны и обоснованы основные технические требования, предъявляемые к дренажным установкам, применяемым при защите магистральных трубопроводов от коррозии ближайшими токами. Разработан нормальный ряд дренажных установок магистральных трубопроводов, явившийся основой для создания и заводского изготовления. Установлено, что для защиты трубопроводов при значительных дренируемых токах возможно применение нескольких дренажных установок, включенных параллельно. Разработаны автоматические катодные станции для защиты трубопроводов, расположенных в знакопеременных зонах. Произведено экономическое обоснование целесообразности применения методов и средств электрозащиты магистральных трубопроводов от коррозии ближайшими токами.

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

СВЕРДЛОВСКИЙ ГОРНЫЙ ИНСТИТУТ
имени В. В. ВАХРУШЕВА

Г. А. Багаутинов защитил 17 июня 1963 г. диссертацию на тему «Некоторые вопросы повышения эффективности работы драг в условиях приисков Урала». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. В. А. Шубенко и канд. техн. наук Л. Е. Зубрилов.

Проведены экспериментально-теоретические исследования по анализу электропотребления технологического процесса драгирования. Исследовано электропотребление черпаковых механизмов драг. Выведена зависимость для определения удельного расхода электроэнергии. Разработана методика определения удельных расходов электроэнергии в целом по драге, а также методика определения статических сопротивлений комплекса «черпаковый механизм — носовые лебедки». Выбрана зависимость, связывающая скорость вращения двигателя лебедки и бокового движения драги.

УРАЛЬСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
имени С. М. КИРОВА

Ю. П. Агафонов защитил 4 июня 1962 г. диссертацию на тему «Электромеханические переходные процессы в асинхронных двигателях при импульсном регулировании скорости». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. Н. С. Сиуров и канд. техн. наук, доц. И. Н. Голомидов.

Работа содержит исследование влияния электромагнитных переходных процессов на импульсное регулирование скорости асинхронных приводов с большими электромеханическими постоянными времени; переходные токи и моменты при импульсном регулировании скорости малоинерционных асинхронных приводов; влияние электромагнитных переходных процессов на импульсное регулирование скорости асинхронных двигателей по схеме «включение — противовключение»; условия возникновения ударов в механизме и передаче при импульсном регулировании скорости асинхронных двигателей.

В. Н. Орлов защитил 7 мая 1962 г. диссертацию на тему «Мешающие влияния между высокочастотными каналами смежных линий электропередачи». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. Н. Н. Миролюбов и канд. техн. наук, доц. В. Е. Поляков.

Работа посвящена теоретическому определению переходных затуханий между высокочастотными каналами смежных многопроводных линий. Автором применены новейшие, современные методы исчисления, основанные на теории матриц, которые используются для решения телеграфных уравнений в многопроводных линиях и определения мешающих влияний. Наряду с расчетом переходного затухания, обусловленного электромагнитным влиянием на участке сближения, определяется составляющая переходного затухания,

вызванная влиянием через шины. Даются результаты измерений переходного затухания на Волховской ГЭС и сравнение этих результатов с расчетными значениями переходных затуханий по методике, предложенной автором.

И. А. Зборовский защитил 2 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Некоторые переходные процессы синхронизации двигателей с полупроводниковыми выпрямителями в цепи возбуждения». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. А. Е. Троп и канд. техн. наук, доц. Д. А. Арзамасцев.

В работе рассматриваются синхронные двигатели с системой фазового коммутирования. Автором получена система общих уравнений для исследования синхронных двигателей с полупроводниковым возбуждением и предложен метод определения оптимальных параметров системы возбуждения. Даны рекомендации по выбору основных параметров возбуждения. В диссертации разработан метод определения устойчивости в «малом» коммутированного синхронного двигателя. Исследование проведено посредством метода малых возмущений. При анализе выявлены ограничения коэффициента коммутирования, вносимые величиной сопротивления статорной цепи.

Расчет электромеханического переходного процесса запрограммирован и для случая наброса нагрузки выполнен на машине «Урал-І».

ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

М. В. Курковский защитил 27 апреля 1962 г. диссертацию на тему «Исследование электрических рельсовых цепей переменного тока». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. П. А. Азбукин и канд. техн. наук Е. А. Лукутин.

В диссертации изложено исследование рельсовых цепей переменного тока аналитическими методами; использование конформных отображений функций комплексного переменного для исследования рельсовых цепей; применение электрического моделирования; исследование однониточных рельсовых цепей переменного тока; разработка и исследование резонансной рельсовой цепи.

В. П. Михеев защитил 31 октября 1962 г. диссертацию на тему «Влияние типа подвески на изнашивание наладок токоприемников и контактных проводов на электрифицированных железных дорогах». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. И. И. Власов и канд. техн. наук, доц. В. М. Новицкий.

Рассматриваются основные направления исследования износа контактных проводов и накладок токоприемников и влияние на износ накладок токоприемника формы кривой расположения контактного провода в плане. Разбираются вопросы механического расчета полукомпенсированной цепной подвески и условия возникновения износа контактных проводов в различных типах и конструкциях цепных подвесок.

Доц. А. С. Сергеев



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Н. И. Борисенко, Г. В. Бутневич, Б. Б. Воронецкий, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов
(главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин,
М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников,
Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Соловьевников,
И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтamt, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.