

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

*Трудящиеся Советского Союза! Ознаменуем 50-летие
Великого Октября новыми успехами в коммунистическом
строительстве!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции)

УДК 061.22

100-летие Научно-технических обществ

24 мая 1866 г. в Петербурге состоялось первое общее собрание Русского технического общества (РТС), а 20 ноября 1866 г. стало днем его официального торжественного открытия.

После реформы 1861 г. Россия вступила на путь капиталистического развития, невиданными ранее темпами начинает развиваться промышленность. Это был период становления науки в нашем отечестве, период поиска путей ее самостоятельного развития. Передовая часть русской научной и технической интеллигенции видела пороки и недостатки промышленного развития России, ее вековую отсталость, зависимость от капитала Запада и в силу своих возможностей стремилась в тех тяжелых условиях помочь проведению прогрессивной технической политики в стране.

Потребности развития промышленности, науки и техники, защита приоритета русских первооткрывателей и повышение технических знаний вызывали необходимость объединения сил ученых, инженеров. Русское техническое общество было первой крупной общественной научно-технической организацией. В первое время в четырех отделах общества насчитывалось 332 члена, среди которых были такие известные в стране и за ее пределами ученые, как Д. И. Менделеев, П. Н. Яблочков, Д. К. Чернов, А. Н. Крылов, Д. И. Журавский и др.

В дальнейшем было открыто еще несколько отделов, в том числе в 1880 г.—электротехнический.

В нынешнем году Научно-технические общества отмечают знаменательную дату — 100-летие со дня

возникновения. Их деятельность на всем столетнем пути была связана с развитием отечественной науки и техники, содействовала подъему производительных сил.

Советский период деятельности Научно-технических обществ принципиально отличается от дореволюционного этапа. Если раньше деятельность многих ученых и инженеров могла осуществляться лишь благодаря их собственным усилиям, почти без всякой государственной поддержки, нередко в напряженной борьбе с царской бюрократией, то теперь само Советское государство стало определять планы технического прогресса, создавать условия для плодотворной деятельности научно-технической общественности. У истоков современных Научно-технических обществ стоял В. И. Ленин.

В 1918 г. по указанию В. И. Ленина и инициативе Г. М. Кржижановского, Л. В. Красина и А. В. Винтера был создан Центральный электротехнический совет (ЦЭС), объединивший лучшую часть энергетической общественности. Представители ЦЭС приняли самое деятельное участие в разработке ленинского плана ГОЭЛРО.

Ближайшие помощники Г. М. Кржижановского по комиссии ГОЭЛРО — А. В. Винтер и М. А. Шателен, активные работники комиссии ГОЭЛРО — Б. Е. Веденеев и А. М. Залесский в течение длительного времени возглавляли Научно-техническое общество энергетической промышленности.

В. И. Ленин высоко оценил работу энергетической общественности.

В годы Великой Отечественной войны деятель-

ность обществ была направлена на всемерное содействие обороне страны, быстрейшему переводу промышленности на работу в военных условиях и освоению новых видов продукции для нужд фронта и тыла. По призыву партии вместе со всем советским народом развертывается социалистическое соревнование организаций и членов обществ по оказанию помощи фронту. Ширится движение за изыскание и использование резервов в народном хозяйстве. Еще в ходе войны, по мере освобождения занятых оккупантами территорий нашей страны, общества участвовали в восстановлении разрушенного народного хозяйства.

Новый этап в развитии Научно-технических обществ СССР начался после победоносного окончания Великой Отечественной войны и восстановления народного хозяйства — в эпоху завершения строительства социализма и перехода к развернутому строительству коммунизма.

В послевоенные годы организации НТОЭП вели активную работу по решению сложных задач быстрого восстановления энергетики на новой технической основе, отбора прогрессивных конструкций энергооборудования и его внедрения, пропаганды совершенных методов составления и анализа топливно-энергетического баланса, индустриализации энергостроительства и внедрению более совершенных конструкций гидрооружий, комплексного использования водных ресурсов, топлива и тепла, развития энергосистем, учета влияния энергетики и комплексных гидроузлов на размещение производительных сил и других вопросов технического прогресса.

За десять последних лет общества организационно окрепли, их деятельность обогатилась новыми формами творческой активности. Это при-

влекло в их ряды большое количество научных и инженерно-технических работников. Так, число членов Научно-технического общества энергетической промышленности возросло за это время с 23 тыс. до 151 тыс., а число первичных организаций — с 800 до 2 550. К 1966 г. в ЦЕНТОЭП насчитывалось 85 областных, краевых и республиканских правлений. Деятельность общества приобрела еще больший размах.

После сентябрьского Пленума ЦК КПСС и IX пленума ВЦСПС правления и советы НТО большое внимание уделяют вопросам экономики производства. Общество энергетической промышленности направляет деятельность 1 558 общественных бюро и групп экономического анализа, в которых участвует 14 708 специалистов.

Большой и славный путь прошли Научно-технические общества за 100 лет. Возникнув в период развития капитализма в России и сыграв большую роль в развитии отечественной науки и техники, они после Октябрьской социалистической революции под руководством Коммунистической партии и профсоюзов выросли в массовые творческие организации научно-технической интеллигенции и новаторов производства.

Поздравляя Научно-технические общества СССР со славным юбилеем, редакция и редколлегия ставшего журнала «Электричество», основанного в 1880 г. по инициативе РТО и являющегося до сего времени органом ЦЕНТОЭП, выражают уверенность в том, что НТО СССР приложат все силы к тому, чтобы помочь советскому народу выполнить исторические предначертания XXIII съезда КПСС, внесут достойный вклад в ускорение темпов научно-технического прогресса, в создание материально-технической базы коммунизма.



Работники науки, и высших учебных заведений! Боритесь за дальнейший расцвет науки, за технический прогресс! Укрепляйте связи науки с производством! Готовьте специалистов, достойных эпохи коммунизма!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Да здравствует созданная Лениным славная Коммунистическая партия Советского Союза!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.316.1:621.3.015.38

Статистические распределения кратностей коммутационных перенапряжений, возникающих на линии в процессе трехфазного АПВ

Д. Е. АРТЕМЬЕВ

Ленинград

Введение. Автоматическое повторное включение (АПВ) линии может сопровождаться высокими кратностями перенапряжений и поэтому является одной из расчетных коммутаций при выборе средств защиты от перенапряжений, а также уровней изоляции линий передачи и оборудования подстанций напряжением 110 кв и более. Поскольку коммутационные перенапряжения являются одним из основных воздействий, определяющих надежность работы линий передачи и требования к защитным аппаратам, то учет статистических характеристик коммутационных перенапряжений приобретает важнейшее значение.

Кратность перенапряжения k на линии можно представить произведением вынужденной составляющей v напряжения переходного процесса и ударного коэффициента перенапряжения μ , под которым понимается отношение наибольшей амплитуды напряжения в переходном процессе к амплитуде вынужденной составляющей напряжения. Ударный коэффициент характеризует интенсивность переходного процесса, интенсивность перехода от одного установившегося режима к другому, и в конкретной схеме его разбросы определяются разбросами углов включения выключателя, начальных напряжений на фазах линии и т. д., в то время как вынужденная составляющая может изменяться лишь при изменении схемы и ее параметров.

Указанное рассмотрение кратности перенапряжений в статистическом анализе целесообразно потому, что при этом можно поочередно учесть два вида случайных факторов, влияющих на статистику кратностей коммутационных перенапряжений: колебания режима работы системы в течение года, обусловливающие статистические изменения вынужденного напряжения, и случайность условий, складывающихся в процессе отдельных коммутаций.

Ниже дается статистический анализ результатов измерения коммутационных перенапряжений на разомкнутом конце линии при ее повторном включении. Опыты проводились в сетях 110, 220 и 330 кв. Включения линии выполнялись либо автоматически с бестоковой паузой 0,35—0,45 сек, либо от руки с паузой 0,7—1,5 сек. В опытах использовались отечественные воздушные и многообъемные масляные выключатели, а также выключатели типа АРВ

фирмы AEG. Принципиальные схемы испытаний и их основные параметры представлены в табл. 1. Напряжения измерялись катодным осциллографом с использованием емкостно-омических делителей напряжения и коаксиальных кабелей.

Статистические характеристики ударных коэффициентов перенапряжений. Ударный коэффициент перенапряжения при трехфазном АПВ существенно зависит от величины электрического заряда, сохранившегося на неповрежденных фазах линии к моменту повторного включения. В процессе отключения линии емкости неповрежденных фаз остаются заряженными. Стекание зарядов за счет короны и утечек по изоляции происходит сравнительно медленно, так что напряжения на фазах линии в момент повторного включения могут быть достаточно велики. Если на отключаемой линии имеются трансформаторы напряжения электромагнитного типа, то за время бестоковой паузы емкость отключенного участка линии полностью разряжается через обмотку трансформатора напряжения.

Наличие компенсирующего реактора на отключченном участке линии обусловливает линейный колебательный процесс разряда емкости линии с большой постоянной времени, независимо от того, имеются ли на этом участке электромагнитные трансформаторы напряжения или нет.

Для линии с трансформаторами напряжения электромагнитного типа (но без реакторов) ударные коэффициенты перенапряжений при успешном АПВ будут, естественно, такими же, как и при плановом включении линии. Анализ опытных данных [Л. 1—3] показал, что статистическое распределение ударных коэффициентов на разомкнутом конце линии при ее включении для схем, имеющих наименьшую частоту свободных колебаний более чем 80 гц, хорошо согласуется с нормальным законом при среднем значении $\mu = 1,61 \div 1,63$ и среднеквадратичном отклонении $\sigma = 0,183 \div 0,185$.

Результаты измерения ударных коэффициентов перенапряжений при АПВ на линиях, не имеющих электромагнитных трансформаторов напряжения, сведены в табл. 2 вместе с соответствующими им значениями начального напряжения, причем в таблице указаны напряжения u_0 на фазах линии в момент времени, непосредственно предшествующий включению первой из трех фаз. Эти напряжения

Таблица 1

Схемы испытаний и их параметры

Номер схемы	$U_n, \text{ кВ}$	$l, \text{ км}$	$w, \text{ Ом}$	$\frac{x_c}{w}$	v	Тип выключателя	Схема
1	110	173	400	0,49	1,15	APF	
2	110	145	400	0,36	1,07	BBH	
3	110	285	400	0,20	1,11	BBH	
4	220	240	380	0,76	1,28	MКП	
5	220	480	380	0,13	1,19	MКП	
6	220	170	400	0,49	1,10	BBH	
7	220	340	400	0,10	1,11	BBH	
8	330	428	300	0,65	1,47	BBH	

даны в относительных единицах по отношению к амплитуде вынужденного напряжения. Общее число измерений составило 200.

Рассмотрение осциллограмм и графическое сопоставление опытных точек на плоскости x , u_0 показывают, что при выявлении статистической зависимости ударного коэффициента x от начального напряжения u_0 следует разделять результаты эксперимента по типам выключателя на две группы: выключатели, выполняющие быстродействующее АПВ с помощью главных контактов, и выключатели, у которых АПВ осуществляется с помощью отъединителя.

Последнее иллюстрируется рис. 1, на котором даны прямые регрессии ударного коэффициента при АПВ линии выключателями двух групп. Прямая 1

$$\bar{x} = 1,57 + 0,07u_0 \quad (1)$$

построена по данным первой группы измерений (табл. 2, схемы № 4, 5, 6 и 7), объединяющей воздушные выключатели, осуществляющие АПВ главными контактами, и многообъемные масляные выключатели; при построении прямой 2

$$\bar{x} = 1,57 + 0,44u_0 \quad (2)$$

использованы данные второй группы измерений (табл. 2, схемы № 1, 2, 3 и 8), объединяющей отечественные воздушные выключатели, выполняющие АПВ наружным отделителем, а также выключатели типа АРФ. Сюда же следует, по-видимому, отнести и выключатели с отделителем в сжатом воздухе. Корреляционные табл. 3 и 4 относятся соответственно к первой и второй группам измерений.

Таблица 2

№ п/п.	Номер схемы																					
	1		2		3		4		5		6		7		8							
x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀	x	u ₀					
1	1,60	0,16	1,21	0,43	2,22	0,75	1,23	0,60	1,43	0,05	1,81	0,17	1,98	0,18	1,52	0,76	2,24	0,35	1,65	0,64	1,69	0,31
2	1,56	0,07	1,58	0,74	2,43	0,60	1,48	0,58	1,75	0,32	1,72	0,14	1,91	0,75	2,08	0,70	2,19	0,55	1,19	0,35	1,64	0,54
3	1,81	0,08	1,95	0,64	1,81	0,53	1,83	0,38	1,47	0,20	1,76	0,10	1,97	0,60	1,28	0,48	1,52	0,90	2,01	0,71	1,92	0,58
4	1,54	0,10	2,0	0,67	1,98	0,85	1,69	0,49	1,43	0,03	1,86	0,29	1,15	0,21	1,83	0,24	2,29	0,55	1,26	0,88	1,71	0,58
5	1,67	0,20	1,73	0,29	2,16	0,65	2,27	0,44	1,64	0,32	1,57	0,30	1,92	0,62	1,85	0,55	1,48	0,87	1,59	0,70	1,81	0,59
6	1,30	0,05	1,30	0,05	1,74	0,14	1,28	0,52	1,22	0,01	1,50	0,02	1,44	0,73	1,73	0,76	1,85	0,54	1,22	0,35	1,63	0,32
7	1,53	0,57	1,74	0,27	1,41	0,40	1,49	0,71	1,59	0,26	1,61	0,14	1,67	0,65	1,66	0,66	1,70	0,62	1,22	0,84	1,83	0,43
8	1,30	0,12	2,09	0,58	1,60	0,15	2,06	0,34	1,52	0,25	1,55	0,26	1,27	0,71	1,49	0,45	1,80	0,74	1,58	0,50	1,89	0,48
9	1,88	0,65	1,59	0,27	1,91	0,88	1,86	0,58	1,71	0,03	1,53	0,12	1,18	0,51	1,91	0,59	1,80	0,38	1,58	0,73	1,58	0,35
10	1,56	0,49	1,85	0,69	2,14	0,98	1,51	0,41	—	—	1,70	0,18	1,31	0,72	1,69	0,61	1,75	0,49	2,21	0,57	1,77	0,61
11	1,40	0,26	1,88	0,38	2,02	0,13	1,98	0,38	—	—	1,38	0,15	1,22	0,45	1,87	0,47	2,04	0,55	1,51	0,33	1,94	0,56
12	1,67	0,22	1,36	0,44	1,53	0,14	2,00	0,53	—	—	1,50	0,10	1,31	0,17	1,18	0,65	1,44	0,85	1,27	0,30	1,85	0,56
13	2,03	0,68	1,69	0,14	2,39	0,82	1,84	0,50	—	—	1,71	0,19	2,06	0,67	1,09	0,55	1,31	0,52	1,41	0,80	1,83	0,57
14	1,39	0,74	1,86	0,43	2,16	0,69	1,65	0,33	—	—	1,76	0,34	1,66	0,63	1,12	0,63	1,82	0,59	1,08	0,50	1,71	0,34
15	1,50	0,80	1,67	0,63	—	—	1,97	0,68	—	—	—	—	1,74	0,46	1,24	0,62	1,33	0,79	1,76	0,72	1,98	0,33
16	1,60	0,35	1,12	0,64	—	—	2,06	0,58	—	—	—	—	1,59	0,36	1,25	0,53	1,27	0,52	2,30	0,63	1,86	0,58
17	1,72	0,41	—	—	—	—	1,50	0,36	—	—	—	—	1,29	0,63	1,17	0,52	1,66	0,55	1,30	0,43	2,00	0,52
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,95	0,84	1,33	0,60	1,92	0,80	2,05	0,65	1,86	0,40
19	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,69	0,52	1,26	0,45	1,51	0,75	2,14	0,59	1,88	0,58
20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,77	0,58	1,31	0,42	1,42	0,55	1,31	0,49	1,84	0,32
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,42	0,43	1,45	0,63	1,78	0,40
22	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,37	0,52	2,05	0,57	1,93	0,49
23	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,71	0,50	1,39	0,31	1,83	0,48
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,35	0,78	1,67	0,48	—	—
25	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,98	0,80	1,59	0,72	—	—

Таблица 3

Корреляционная связь между ударным коэффициентом и начальным напряжением при АПВ линии с помощью главных контактов выключателя

x	u_0										n
	0-0,09	0,10-0,19	0,20-0,29	0,30-0,39	0,40-0,49	0,50-0,59	0,60-0,69	0,70-0,79	0,80-0,89	0,90-0,99	
1,0-1,09	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—	2
1,10-1,19	—	—	1	1	—	2	2	—	—	—	6
1,20-1,29	1	—	—	2	3	2	2	1	2	—	13
1,30-1,39	—	2	—	1	3	2	1	3	—	—	12
1,40-1,49	2	—	1	—	2	1	1	1	3	—	11
1,50-1,59	1	2	3	3	—	1	—	5	—	1	16
1,60-1,69	—	1	—	1	1	2	5	—	—	—	10
1,70-1,79	1	4	—	2	2	2	1	2	—	—	14
1,80-1,89	—	1	2	1	1	3	—	1	—	—	9
1,90-1,99	—	1	—	—	—	1	2	1	3	—	8
2,00-2,09	—	—	—	—	—	2	2	2	—	—	6
2,10-2,19	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	2
2,20-2,29	—	—	—	1	—	2	—	—	—	—	3
2,30-2,39	—	—	—	—	—	—	1	—	—	—	1

n 5 11 7 12 12 24 17 16 8 1 113

Приведенные результаты опытов дают основание считать, что ударный коэффициент перенапряжений при АПВ выключателями первой группы в среднем не зависит от начального напряжения. Статистическое распределение ударного коэффициента для указанной группы выключателей согласуется с усеченным нормальным законом, имеющим параметры $\bar{x}=1,57$, $\sigma=0,33$:

$$p_x(x) = \frac{1}{F\left(\frac{\bar{x}-1}{\sigma}\right)} \frac{1}{\sigma} \varphi\left(\frac{x-\bar{x}}{\sigma}\right) (x \geq 1), \quad (3)$$

где

$$\varphi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}},$$

$$F(t) = \int_{-\infty}^t \varphi(t) dt.$$

Гистограмма эмпирического распределения ударных коэффициентов перенапряжений и выравнивающая ее кривая усеченного нормального распределения даны на рис. 2.

Для выключателей, выполняющих АПВ с помощью отдельителя, наблюдается отчетливая зависимость ударного коэффициента от величины начального напряжения. Поэтому для отыскания статистического распределения $p_x(x)$ ударного коэффициента перенапряжений при АПВ такими выключателями требуется знать условное распределение $p_x(x/u_0)$ ударного коэффициента при фиксированном значении начального напряжения и безусловное распределение последнего $p_{u_0}(u_0)$. По имеющемуся числу точек (табл. 4) нельзя дать надежных оценок для законов распределения в каждом из интервалов u_0 . Допустив, однако, заведомое

Корреляционная связь между ударным коэффициентом и начальным напряжением при АПВ линии с помощью отдельителя воздушного выключателя

x	u_0										n
	0-0,09	0,10-0,19	0,20-0,29	0,30-0,39	0,40-0,49	0,50-0,59	0,60-0,69	0,70-0,79	0,80-0,89	0,90-0,99	
1,10-1,19	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1
1,20-1,29	—	—	1	1	—	2	2	—	—	1	3
1,30-1,39	2	—	—	2	3	2	2	1	2	—	5
1,40-1,49	—	—	1	—	2	1	1	1	—	1	4
1,50-1,59	1	2	—	2	—	1	2	1	—	2	11
1,60-1,69	—	3	2	3	—	1	—	5	—	—	12
1,70-1,79	—	1	—	1	1	2	5	—	1	—	8
1,80-1,89	—	4	—	2	2	2	1	2	—	—	19
1,90-1,99	—	1	2	1	1	3	—	—	2	—	9
2,00-2,09	—	—	—	—	—	2	2	2	—	—	8
2,10-2,19	—	—	—	—	—	2	—	—	1	—	3
2,20-2,29	—	—	—	1	—	2	—	—	1	—	2
2,30-2,39	—	—	—	—	—	1	—	—	1	—	1
2,40-2,49	—	—	—	—	—	—	—	—	1	—	1

завышение дисперсии, форму условного закона распределения и его дисперсию целесообразно подобрать по объединенным опытным данным для всей группы, оставив зависимость среднего значения \bar{x} от u_0 в виде выражения (2). Эмпирическое распределение и в этом случае удовлетворительно выравнивается усеченным нормальным законом (рис. 3):

$$p_x(x/u_0) = \frac{1}{F\left(\frac{\bar{x}-1}{\sigma_x}\right)} \frac{1}{\sigma_x} \varphi\left(\frac{x-\bar{x}}{\sigma_x}\right) (x \geq 1), \quad (4)$$

где параметр $\sigma_x = 0,27$.

Статистика напряжений u'_0 , остающихся на линии в первый момент после ее отключения, и скорости стекания заряда с линии были проанализированы по результатам 180 опытов отключения ненагруженных линий воздушными выключателями 110, 220 и 330 кв.

Некоторые из испытанных воздушных выключателей сравнительно часто допускали одно, так назы-

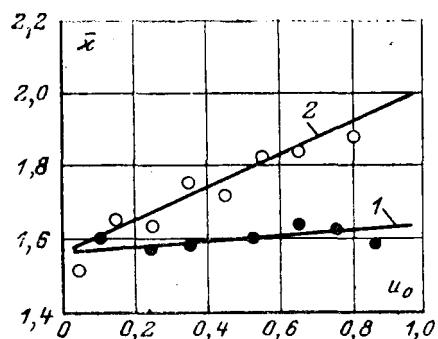


Рис. 1. Линии регрессии ударного коэффициента перенапряжений и начального напряжения на фазах при трехфазном АПВ.
1 — АПВ осуществляется главными контактами; 2 — АПВ осуществляется отдельителем.

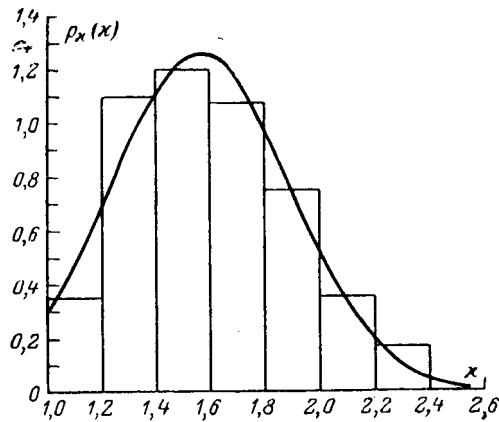


Рис. 2. Плотность распределения ударных коэффициентов перенапряжений при АПВ линии с помощью главных контактов выключателя.

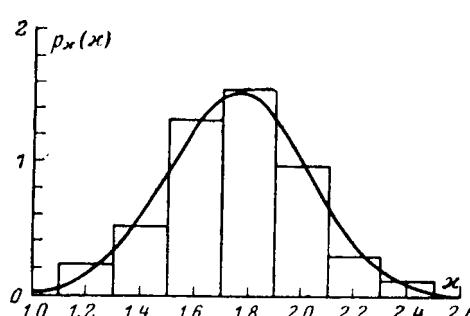


Рис. 3. Плотность распределения ударных коэффициентов перенапряжений при АПВ линии с помощью отдельителя.

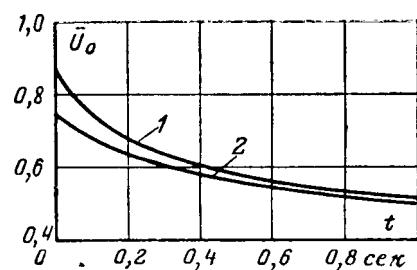


Рис. 4. Уменьшение среднего значения напряжения, остающегося на линии после ее отключения воздушными выключателями.

1 — без повторных зажиганий дуги (213 измерений)

$$u_0(t) = \frac{0.75}{(1 + 5.1t)^{0.25}}$$

$$\bar{u}_0(t) = \frac{0.87}{(1 + 9.6t)^{0.25}}$$

ваемое неопасное, повторное зажигание дуги менее, чем через 5 мсек после первого обрыва тока. Такое повторное зажигание приводило к существенному снижению напряжения u'_0 , что находит отражение в статистическом распределении этого напряжения: в экспериментах с выключателями, допускающими неопасное повторное зажигание, наблюдаются понижение среднего значения величины u'_0 и увеличение дисперсии распределения.

Скорость стекания оставшегося на линии заряда в силу нестабильности утечек по поверхности изоляторов и интенсивности коронирования проводов также подвержена случайным колебаниям. Результаты экспериментов свидетельствуют, что даже при одном и том же значении напряжения u'_0 скорость его убывания существенно меняется при повторении опытов на одной и той же линии. Поэтому стекание заряда представляет собой случайный процесс, а каждую из полученных осциллограмм напряжения при отключении линии следует рассматривать как одну из реализаций случайной функции $u_0(t)$. Все рассматриваемые опыты проводились летом, в ночные часы, в сходных метеорологических условиях, при пасмурной погоде без осадков.

Анализ осциллограмм показывает, что процесс разряда емкости линии имеет нелинейный характер: постоянная времени разряда возрастает с течением времени. Это объясняется нелинейным эффектом короны и нелинейностью утечек по поверхности изоляторов при постоянном напряжении. Поэтому зависимость среднего значения напряжения \bar{u}_0 от времени или математическое ожидание случайного процесса $u_0(t)$ задавались в виде следующей функции:

$$\bar{u}_0(t) = \frac{\bar{u}'_0}{(1 + bt)^{\gamma}}, \quad (5)$$

где $\bar{u}'_0 = \bar{u}_0(0)$ — среднее значение напряжения, остающегося на линии в первый момент времени после ее отключения.

По такому закону убывает напряжение на емкости при ее разряде через нелинейное активное сопротивление. Функцией вида (5) хорошо аппроксимируется также уменьшение напряжения на изо-

лированной заряженной линии за счет коронирования проводов [Л. 4]. Постоянные b и γ отыскивались по способу наименьших квадратов. Результирующие зависимости $\bar{u}_0(t)$ для двух групп воздушных выключателей даны на рис. 4. Из этого рисунка видно, что при времени стекания заряда больше чем 0,35 сек различие между кривыми становится незначительным. Дисперсия распределения напряжения u_0 в пределах исследованных времен стекания заряда (до 1 сек) для каждой из групп измерений остается примерно постоянной. Однако в силу нелинейности разряда закон распределения напряжения u_0 из несимметричного при $t=0$ становится вполне симметричным уже через 0,2 сек и при больших временах хорошо аппроксимируется нормальным законом

$$p_{u_0}(u_0) = \frac{1}{\sigma_{u_0}} \varphi\left(\frac{u_0 - \bar{u}_0}{\sigma_{u_0}}\right). \quad (6)$$

Среднее значение \bar{u}_0 в зависимости от времени бестоковой паузы задается кривыми, показанными на рис. 4, а среднеквадратичное отклонение допустимо принимать $\sigma_{u_0} = 0,17$.

Плотность распределения ударных коэффициентов можно найти [Л. 5] по следующей формуле:

$$p_x(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_x(x/u_0) p_{u_0}(u_0) du_0.$$

Подставив выражения (4) и (6) для плотностей $p_x(x/u_0)$ и $p_{u_0}(u_0)$ с учетом прямолинейной зависимости

$$\bar{x}(u_0) = a + cu_0 \quad (a = 1,57; c = 0,44),$$

получим:

$$\begin{aligned} p_x(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sigma_x} \varphi\left(\frac{x - \bar{x}(u_0)}{\sigma_x}\right) \frac{1}{\sigma_{u_0}} \varphi\left(\frac{u_0 - \bar{u}_0}{\sigma_{u_0}}\right) du_0 = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sigma_x} \varphi\left(\frac{x - a - cu_0}{\sigma_x}\right) \frac{1}{\sigma_{u_0}} \varphi\left(\frac{u_0 - \bar{u}_0}{\sigma_{u_0}}\right) du_0 = \\ &= \frac{1}{c} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sigma} \left(\frac{u_0 - m}{\sigma}\right) \frac{1}{\sigma_{u_0}} \varphi\left(\frac{u_0 - \bar{u}_0}{\sigma_{u_0}}\right) du_0, \end{aligned}$$

где

$$m = \frac{x-a}{c}; \quad \sigma = \frac{\sigma_x}{c}.$$

Вычисление последнего интеграла дает:

$$p_x(x) = \frac{1}{V c^2 \sigma_{u_0}^2 + \sigma_x^2} \varphi \left(\frac{x - (a + c \bar{u}_0)}{\sqrt{c^2 \sigma_{u_0}^2 + \sigma_x^2}} \right).$$

После введения нормирующего множителя из физического условия $\mu \leq 1$ окончательное выражение для плотности распределения ударного коэффициента перенапряжений на линиях с отечественными воздушными выключателями типа ВВН, выполняющими АПВ с помощью отделителя, примет следующий вид:

$$p_x(x) = \frac{1}{F \left(\frac{x_a - 1}{\sigma_a} \right)} \frac{1}{\sigma_a} \varphi \left(\frac{x - \bar{x}_a}{\sigma_a} \right), \quad (7)$$

где

$$\bar{x}_a = a + c \bar{u}_0(t_a) = 1,57 + 0,44 \bar{u}_0(t_a);$$

$$\sigma_a = \sqrt{c^2 \sigma_{u_0}^2 + \sigma_x^2} = \sqrt{0,44^2 \cdot 0,17^2 + 0,27^2} = 0,28;$$

$$\bar{u}_0(t_a) = \frac{0,87}{(1 + 9,6 t_a)^{0,25}};$$

t_a — бестоковая пауза при АПВ, сек.

Статистическое распределение кратностей перенапряжений. Распределение кратностей перенапряжений можно найти по известным распределениям ударного коэффициента и вынужденного напряжения. Приняв плотность распределения вынужденного напряжения между его минимальным v_1 и максимальным v_2 в течение года значениями в виде [Л. 1 и 2]

$$p_v(v) = \frac{v_1 v_2}{v_2 - v_1} \frac{1}{v^2},$$

интегральная функция распределения кратностей перенапряжений в случае усеченного нормального распределения ударного коэффициента (с параметрами \bar{x} и σ) выразится следующей формулой $k \geq v_2$:

$$P_k(k) = \frac{V}{\mu_0 k} \left\{ \left[\left(\frac{k}{v_1} - \bar{x} \right) F \left(\frac{\frac{k}{v_1} - \bar{x}}{\sigma} \right) + \sigma \varphi \left(\frac{\frac{k}{v_1} - \bar{x}}{\sigma} \right) \right] - \left[\left(\frac{k}{v_2} - \bar{x} \right) F \left(\frac{\frac{k}{v_2} - \bar{x}}{\sigma} \right) + \sigma \varphi \left(\frac{\frac{k}{v_2} - \bar{x}}{\sigma} \right) \right] \right\} - \left(\frac{1}{\mu_0} - 1 \right), \quad (8)$$

$$\text{где } V = \frac{v_1 v_2}{v_2 - v_1}; \quad \mu_0 = F \left(\frac{\bar{x} - 1}{\sigma} \right).$$

Вынужденное напряжение на неповрежденных фазах при несимметричных коротких замыканиях дополнительно повышается за счет несимметрии фаз. Наибольшее повышение напряжения имеет место при коротком замыкании на разомкнутом конце передачи.

Если не учитывать активные сопротивления, то повышение напряжения на неповрежденных фазах

по отношению к напряжению симметричного режима или коэффициент несимметрии напряжений при однофазном коротком замыкании на землю составляет:

$$h_{k,3} = \frac{v_{k,3}}{v} = \sqrt[3]{\frac{\frac{z_0}{z_1} \sqrt{1 + \frac{z_2}{z_0} + \left(\frac{z_2}{z_0} \right)^2}}{1 + \frac{z_2}{z_1} + \frac{z_0}{z_1}}},$$

где z_1 , z_2 и z_0 — входные сопротивления схемы с разомкнутого конца линии для токов прямой, обратной и нулевой последовательностей.

При двухфазном коротком замыкании на землю относительное повышение напряжения на неповрежденной фазе будет:

$$h_{k,3} = \frac{3}{1 + z_1 \frac{z_2 + z_0}{z_2 z_0}}.$$

Поэтому диапазон изменения вынужденного напряжения на неповрежденных фазах при неуспешном АПВ, т. е. при повторном включении линии с несимметричным коротким замыканием, будет от $h_{k,3} v_1$ до $h_{k,3} v_2$. Параметры \bar{x} и σ составят: $\bar{x} = 1,57$, $\sigma = 0,33$ для выключателей, осуществляющих АПВ главными контактами, и $\bar{x} = 1,57 + 0,44 \bar{u}_0(t_a)$, $\sigma = 0,28$ для воздушных выключателей, выполняющих АПВ с помощью отъединителя.

Пределами годовых колебаний вынужденного напряжения, которые следует подставлять в формулу (8) для успешного АПВ после грозового поражения линии, будут, очевидно, v_1 и v_2 , т. е. напряжения симметричного режима. Поскольку, однако, отключение пораженной линии происходит при наличии несимметричного короткого замыкания, остающееся на поврежденных фазах напряжение u'_0 будет в $h_{k,3}$ раз больше, чем при отключениях из симметричного режима. Если предположить, что к концу бестоковой паузы это соотношение сохранится, т. е. начальное напряжение u_0 также в $h_{k,3}$ раз превзойдет соответствующее значение u_0 , имевшееся при отключении симметричной линии, то параметр \bar{x}_a в формуле (7) следует принимать равным:

$$\bar{x}_a = 1,57 + 0,44 h_{k,3} \bar{u}_0(t_a).$$

Литература

- Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н. и Шур С. С., Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи, под ред. Н. Н. Щетрица, изд-во «Энергия», 1965.
- Артемьев Д. Е., Специальные вопросы статистики коммутационных перенапряжений на линиях электропередачи и защиты от них с помощью разрядников, Автореферат диссертации, 1965.
- Артемьев Д. Е., Статистическая координация уровней фазовой и междуфазовой изоляции по условиям воздействия коммутационных перенапряжений, «Электричество», 1964, № 2.
- Александров Г. Н., Коронный разряд на линиях электропередачи, изд-во «Энергия», 1964.
- Дунин-Барковский И. В. и Смирнов Н. В., Теория вероятностей и математическая статистика в технике (общая часть), Гостехиздат, 1955.

[6.3.1966]



Эффективность применения выключателей с сопротивлениями двустороннего действия при ограничении внутренних перенапряжений

Ю. М. ГУСЕВ и К. П. КАДОМСКАЯ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Наибольшие внутренние перенапряжения в энергосистемах возникают при выключении и отключении участков линий вследствие заряда и перезаряда их емкостей в колебательной цепи. Естественный путь снижения коммутационных перенапряжений — демпфирование колебаний с помощью активных сопротивлений, вводимых в цепь на время коммутации. В нормальной эксплуатации эти сопротивления должны быть зашунтированы или отключены. Однако при этом вновь возникает переходный процесс, который необходимо учесть при выборе величины сопротивления $R_{\text{ш}}$. Введение сопротивления в цепь может быть осуществлено с помощью специальных конструкций выключателей. Некоторые вопросы, связанные с использованием выключателей с сопротивлениями двустороннего действия (выключателей, в которых сопротивление участвует как при отключении, так и при включении), были рассмотрены в [Л. 1 и 2]. Однако данные [Л. 1] не охватывают всего диапазона схем, характерных для электропередач высокого и сверхвысокого напряжений, для которых типичны высокие значения вынужденной составляющей напряжения на конце разомкнутой линии $U_{\text{вын}}$, данные [Л. 2] нельзя применять для электропередач 750 кВ, где необходимо более глубокое ограничение перенапряжений, чем уровень порядка $2,5U_{\Phi}$. Вместе с тем исследования [Л. 1 и 2] выявили, что с приближением схемы к резонансным условиям (высокие значения $U_{\text{вын}}$) и с уменьшением уровня допустимых перенапряжений эффективность применения шунтирующих сопротивлений резко падает. В последние годы в американской периодической печати появились статьи, посвященные рассмотрению эффективности применения выключателей с сопротивлениями для ограничения перенапряжений [Л. 3 и 4]. Однако данные этих исследований также относятся к схемам с невысокими значениями $U_{\text{вын}}$ [$U_{\text{вын}} = 1,0 \div 1,15U_{\Phi}$] и не противоречат результатам, изложенным в [Л. 1]. В нашей статье приведены результаты исследований эффективности

применения шунтирующих сопротивлений при широком диапазоне изменения параметров схем электропередач.

В отличие от исследований [Л. 1 и 2] решение поставленной задачи проведено нами на основе вероятностно-математического анализа с привлечением статистических данных.

Эффективность применения шунтирующих сопротивлений оценивалась в результате рассмотрения следующих коммутаций: планового включения линии толчком на шины системы и аварийного отключения линии. При проведении расчетов предполагалось, что плановое включение линии в схемах с высокими значениями $U_{\text{вын}}$ производится при системе, заранее подготовленной таким образом, чтобы вынужденная составляющая напряжения не превышала $1,2U_{\Phi}$.

Аварийное отключение линии содержит серию коммутаций: отключение короткого замыкания, включение в цикле АПВ и, наконец, повторное отключение, если АПВ неуспешно. Перенапряжения, возникающие при осуществлении любой из перечисленных выше коммутаций, носят случайный характер. При плановом включении случайными величинами, определяющими характер протекания процесса, являются: значение э. д. с. источника в момент включения, фаза ψ при записи э. д. с. источника в виде $e = E_m \cos(\omega t + \psi)$ и t_R — время между срабатыванием вспомогательных (ВК) и главных (ГК) контактов выключателя (рис. 1). При аварийном отключении линии перенапряжения зависят от места короткого замыкания, распределения напряжений на здоровых фазах, угла расхождения между э. д. с. станций 1 и 2 (рис. 1, б) и распределения вынужденной составляющей напряжения в режиме разомкнутой электропередачи при наличии короткого замыкания на линии. При включении в цикле АПВ перенапряжения зависят от фазы э. д. с. в момент включения ψ и распределения начального напряжения на линии U_0 . При выполнении расчетов были приняты следующие законы распределения случайных величин, определяющих характер протекания переходных процессов во время различных коммутаций. При плановом включении линии фаза ψ и время t_R принимались распределенными по закону равномерной плотности соответственно в диапазонах $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$; $0,03 \text{ сек} \leq t_R \leq 0,04 \text{ сек}$.

Такое распределение случайных величин ψ и t_R справедливо для выключателей типа ВВБ, камера которых постоянно наполнена сжатым воздухом, и фактическое включение главных и вспомогательных контактов выключателя отвечает их механическому включению. В электропередачах высших классов напряжения, оснащенных, как правило, шунтирующими реакторами, можно пренебречь влиянием короткого замыкания на распределение напряжения на здоровых фазах как в режиме короткого замыкания, так и в режиме разомкнутой электропередачи.

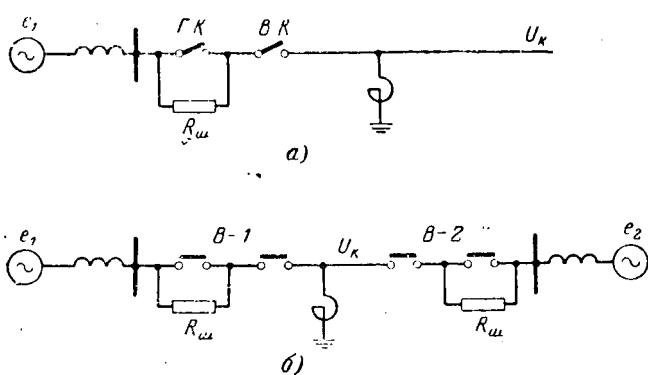


Рис. 1. Расчетные схемы электропередачи.

а — при плановом включении линии; б — при аварийном отключении линии.

чи. С учетом этих предположений задача определения перенапряжений при отключении короткого замыкания может быть также решена однозначно. При этом случайными величинами, определяющими интенсивность переходного процесса, являются: угол расхождения между векторами э. д. с. станций 1 и 2 в момент отключения короткого замыкания θ и время t_R .

Угол θ в расчетах принимался распределенным по закону равномерной плотности. Диапазон изменения углов θ зависит от условий осуществления коммутации и, вообще говоря, от схемы электропередачи. В табл. 1 приведены диапазоны изменения углов θ , принятые в дальнейших расчетах. В этой таблице введены следующие обозначения:

- $\theta_1^{(1)}$ — значение угла θ при отключении короткого замыкания первой ступенью защиты;
- $\theta_1^{(2)}$ — значение угла θ при отключении короткого замыкания второй ступенью защиты;
- θ_{II} — значение угла θ при отключении в цикле неуспешного АПВ.

Из данных табл. 1 следует, что значения углов θ_1 в момент разрыва близки к значениям углов в нормальном режиме электропередачи, а значения углов θ_{II} отвечают случаю нарушения синхронной работы между параллельно работающими станциями.

Вторая случайная величина в режиме отключения t_R в расчетах принимала два равновероятных значения: одно отвечало времени первого прохождения тока в R_{II} через нулевое значение (при этом полагалось, что отключение сопротивления не может произойти ранее, чем через 0,03 сек), — другое — отвечало следующему прохождению тока через нуль.

Параметры законов распределения фазы э. д. с. в момент включения и начального напряжения U_0 при включении в цикле АПВ, принятые в расчетах, сведены в табл. 2, составленную на основе данных [Л. 5].

В табл. 2 применены следующие обозначения:

$U_{\text{вын.к.з}}$ — вынужденная составляющая напряжения в конце разомкнутой линии в первом этапе включения при учете короткого замыкания на линии;

$$A = \frac{1}{1 + \frac{z\lambda}{2x_r}} e^{-\delta\omega t_{\text{APB}}},$$

где

$$\delta = \frac{\rho_{\text{л}} + 2\rho_r \frac{x_r}{z}}{2\left(\lambda + \frac{2x_r}{z}\right)};$$

λ — волновая длина линии;

$$\rho_{\text{л}} = \frac{R_{\text{л}}}{x_{\text{л}}}; \rho_r = \frac{R_r}{x_r};$$

$R_{\text{л}}, x_{\text{л}}$ — активное и индуктивное сопротивления линии, взятые на единицу ее длины;

R_r, x_r — активное и индуктивное сопротивления реактора;

t_{APB} — средняя длительность бестоковой паузы АПВ;

$U'_{\text{0 макс}}$ — максимально возможное значение напряжения на линии в момент ее отключения.

На рис. 2, а и б приведены зависимости максимальных значений перенапряжений от величины R_{II} для схем с разными значениями $U_{\text{вын}}$ при осуществлении коммутаций включения и отключения в схемах, оснащенных устройствами АПВ (рис. 2, а) и при их отсутствии (рис. 2, б).

Эти зависимости построены на основе расчетов, проведенных на специализированной аналоговой машине и на электронной цифровой машине по методике, изложенной в [Л. 6 и 7].

Вероятностная обработка полученных результатов производилась графо-аналитическим способом.

В составленной на основе данных рис. 2 табл. 3 для каждого значения $U_{\text{вын}}$ приведены уровни допустимых перенапряжений ($U_{\text{ур}}$), при которых со-

Таблица 1
Диапазоны изменения углов θ при отключении аварии

U_{II}	$\theta_1^{(1)}$	$\theta_1^{(2)}$	θ_{II}	$P_{\text{I ст}}$	$P_{\text{уAPB}}$
110 кВ 220 кВ	20°—40°	80°—120°	0—360°	0,95 0,95	0,64 0,94
330—750 кВ	40°—80°	80°—120°	0—360°	0,95	0,75

Таблица 2
Законы распределения случайных величин ϕ и U_0

Характеристики линии		ϕ	$F_{U_0}(u_0)$
Реакторы	(Электромагнитные трансформаторы напряжения)	.	.
Нет	Нет	90°—270°	$f_{U_0/U_{\text{вын.к.з}}} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(U_0 - M)^2}{2\sigma^2}}$ $M \left[\frac{U_0}{U_{\text{вын.к.з}}} \right] = 0,62;$ $\sigma \left[\frac{U_0}{U_{\text{вын.к.з}}} \right] = 0,17$
Нет	Есть	—90°—90°	$U_0 = 0$
Есть	Есть	—90°—90°	$F_{U_0}(u_0) = \begin{cases} 0 & \text{при } u_0 \leq -AU'_{\text{0 макс}} \\ \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_0}{AU'_{\text{0 макс}}} \right) & \text{при } -AU'_{\text{0 макс}} < u_0 < AU'_{\text{0 макс}} \\ 1 & \text{при } u_0 > AU'_{\text{0 макс}} \end{cases}$ $U'_{\text{0 макс}} = 1,22U_{\text{вын.к.з}}$

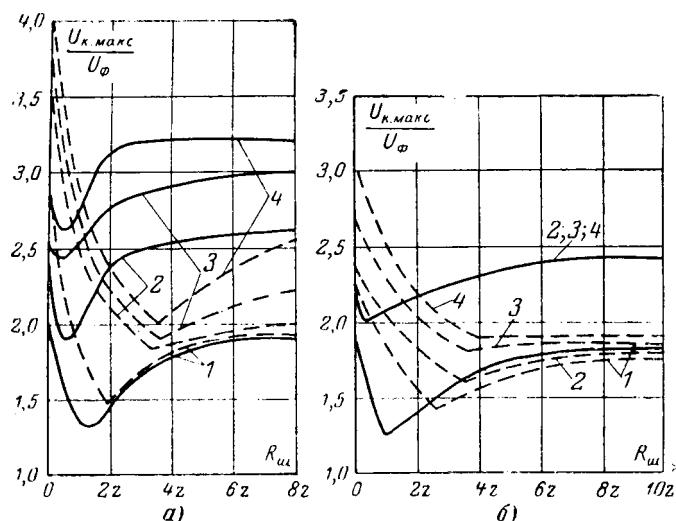


Рис. 2. Зависимости максимальных перенапряжений в конце линии от величины $R_{\text{ш}}$.

a — при наличии АПВ; b — при отсутствии АПВ; $U_{\text{вын}} = 1,1 U_{\Phi}$; $2 - U_{\text{вын}} = 1,3 U_{\Phi}$; $3 - U_{\text{вын}} = 1,4 U_{\Phi}$; $4 - U_{\text{вын}} = 1,6 U_{\Phi}$.

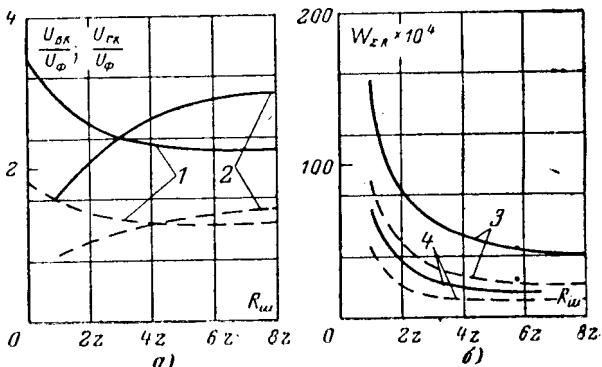


Рис. 3. Зависимость напряжения на контактах выключателя (а) и энергии в сопротивлении (б) от величины $R_{\text{ш}} (U_{\text{вн}} = 1.1 U_{\phi})$.

1 — напряжение на вспомогательных контактах; 2 — напряжение на главных контактах; 3 — при наличии устройств АПВ на линии; 4 — при отсутствии устройств АПВ; — максимальные значения переменных; — — — их математические ожидания.

ний на главных $U_{\text{г.к}}$ и вспомогательных $U_{\text{в.к}}$ контактах выключателей и их максимальных значений от величины $R_{\text{ш}}$ следует, что введение сопротивления величиной порядка 3σ позволяет снизить напряжение на контактах с $3,4U_{\Phi}$ до $2,2U_{\Phi}$. Средние значения энергии, выделяющейся в активном сопротивлении выключателя при осуществлении аварийной коммутации, и ее максимальные значения приведены на рис. 3.6.

В электропередачах 500 и 750 кв, где шунтирующие сопротивления в выключателях не могут служить единственной мерой защиты, решение вопроса о технико-экономической целесообразности оснащения выключателей сопротивлениями должно производиться на основе анализа эффективности их применения в качестве дополнительной меры для ограничения перенапряжений. Поэтому приводимые ниже результаты могут рассматриваться лишь как необходимые данные для окончательного решения вопроса о целесообразности оснащения выключателей 500 и 750 кв сопротивлениями. Окончательное же решение этого вопроса зависит от анализа суммарных затрат на оснащение выключателей сопротивлениями и на эксплуатацию других мер защиты, например коммутационных разрядников.

Затраты, связанные с установкой и эксплуатацией шунтирующих сопротивлений и разрядников, могут быть оценены формулой

$$\mathcal{Z} = (1 + k_{a,p}) C_p N_{c.m.p} + (1 + k_{a,b}) C_b N_{\text{выкл}} + N_{\text{разр.p}} y, \quad (1)$$

где $N_{\text{см.р.}}$, $N_{\text{выкл.}}$ — число смен разрядника и выключателя за срок службы линии соответственно;

C_p , C_b — стоимости комплекта разрядников и выключателя;

$N_{\text{разр.р}}$ — число разрушений разрядника за срок службы линии;

— ущерб из-за недоброслужа энергии потребителю вследствие разрушения разрядника;
— относительные коэффициенты

$k_{a,p}$, $k_{a,v}$ — относительные коэффициенты амортизационных отчислений за срок службы разрядника и выключателя соответственно.

$U_{\text{вын}}/U_{\Phi}$	При наличии АПВ		При отсутствии АПВ	
	U_{yp}/U_{Φ}	$R_{\text{ш}}/z$	U_{yp}/U_{Φ}	$R_{\text{ш}}/z$
$\sim 1,15$	1,9	≥ 1	1,9	$\geq 0,2$
1,3	2,4	$0,8 \div 2,0$	2,2	$0,8 \div 2,0$
	2,6	$0,8 \div 8,0$	2,4	$0,4 \div 8,0$
1,4	2,6	$0,6 \div 1,8$	2,4	$0,8 \div 8,0$
	3,0	$0,4 \div 8,0$	—	—
1,6	3,0	$0,4 \div 1,2$	2,4	$1,4 \div 8,0$
	3,2	$0,2 \div 8$	—	—

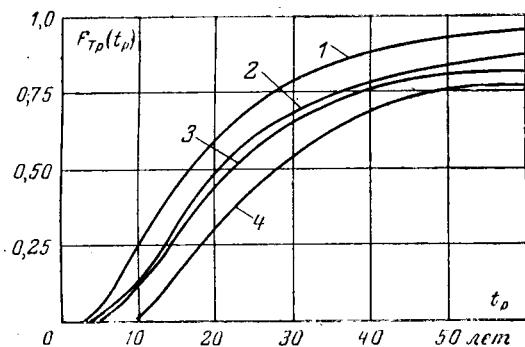


Рис. 4. Функции распределения срока службы разрядника в схеме с $U_{\text{выкл}} = 1,6 U_{\Phi}$ при оснащении выключателя сопротивлением $R_{\text{ш}} = 1500 \text{ ом}$.

1 — $R_{\text{ш}}=0$; 2 — тип I выключателя; 3 — тип II; 4 — тип III.

В каждом из вариантов защиты затраты будут носить случайный характер. При этом случайными величинами является $N_{\text{см.р}}$, $N_{\text{выкл}}$ и Y . Считая их взаимно независимыми, для математического ожидания затрат получим следующую формулу:

$$M[3] = (1 + k_{a,p}) C_p M[N_{\text{см.р}}] + (1 + k_{a,v}) C_v M[N_{\text{выкл}}] + M[N_{\text{разр.р}}] M[Y]. \quad (2)$$

Ущерб, обусловленный разрушением разрядника:

$$Y = (S - S_{\text{рез}}) t_0 C, \quad (3)$$

где S — мощность, передававшаяся в приемную систему в момент разрушения разрядника; $S_{\text{рез}}$ — резерв в энергосистеме;

t_0 — среднее время ликвидации аварии;

C — средняя стоимость потерянного киловатт-часа.

Число смен разрядника $N_{\text{см.р}}$ и его разрушений $N_{\text{разр.р}}$ — есть функции случайной величины T_p — срока службы разрядника:

$$T_p = \frac{A_p}{A_{\Sigma p}},$$

где A_p — располагаемая пропускная способность дисков рабочего сопротивления разрядника;

$A_{\Sigma p}$ — суммарный ресурс, расходуемый в разряднике в течение года.

В этой формуле случайными величинами являются также A_p и $A_{\Sigma p}$.

При оснащении выключателя шунтирующими сопротивлениями уровень перенапряжений снижается, а следовательно, снижается $A_{\Sigma p}$ и возрастает срок службы T_p .

При увеличении T_p затраты на эксплуатацию разрядника 3_p в схеме снижаются.

Однако зависимость между затратами 3_p и сроком службы разрядника не однозначна. При данной функции распределения T_p можно наметить такой порядок эксплуатации разрядника, при котором затраты 3_p будут минимальны. Эта стратегия отвечает минимуму математического ожидания затрат 3_p :

$$M[3_p] = (1 + k_{a,p}) C_p M[N_{\text{см}}] + M[N_{\text{разр.р}}] M[Y]. \quad (4)$$

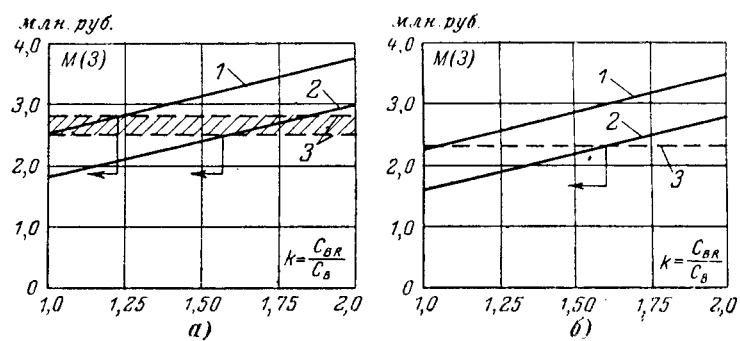


Рис. 5. Зоны экономической целесообразности установки шунтирующих сопротивлений в выключателях.
а — при наличии АПВ; б — при отсутствии АПВ; 1 — первый и второй тип выключателя; 2 — третий тип выключателя; 3 — $R_{\text{ш}}=0$.

Минимум $M[3_p]$ отвечает случаю, когда число смен разрядника не равно числу его разрушений, т. е.

$$N_{\text{см}} = N_{\text{пл}} + N_{\text{разр}},$$

где $N_{\text{пл}}$ — число плановых смен разрядника через сроки, равные $t_{\text{пл}}$ при условии, что за это время разрядник не разрушился.

Математические ожидания $N_{\text{пл}}$ и $N_{\text{разр}}$ для данной функции распределения T_p определяются как

$$M_{N_{\text{пл}}} = \frac{t_{\text{пл}}}{t_{\text{п.мин}}} [1 - F_{T_p}(t_{\text{пл}})];$$

$$M_{N_{\text{разр}}} = t_{\text{пл}} \int_{t_{\text{п.мин}}}^{t_{\text{пл}}} \frac{1}{t_p} f_{T_p}(t_p) dt_p,$$

где $t_{\text{пл}}$ — срок службы линии;
 $t_{\text{п.мин}}$ — срок службы разрядника, при котором $F_{T_p}(t_{\text{п.мин}}) = 0$.

Минимум $M[3_p]$, отвечающий оптимальному значению $t_{\text{пл}}$, обозначим как $M_{\text{опт}}[3_p] = \min M[3_p]$, тогда

$$M[3] = M_{\text{опт}}[3_p] + (1 + k_{a,v}) C_v M[N_{\text{выкл}}]. \quad (5)$$

Таким образом, определяющими при технико-экономической оценке эффективности оснащения выключателей шунтирующими сопротивлениями являются расчеты ресурса $A_{\Sigma p}$, вырабатываемого в дисках рабочего сопротивления разрядника в течение одного года при разных значениях сопротивления $R_{\text{ш}}$:

$$A_{\Sigma p} = \sum_{i=1}^{h_1} A_{i1p} + \sum_{j=1}^{h_2} A_{j2p},$$

где A_{i1p} и A_{j2p} — ресурсы, вырабатываемые в разряднике при плановой и аварийной коммутациях;

h_1 и h_2 — числа этих коммутаций в год.

Очевидно, что суммарный ресурс $A_{\Sigma p}$ зависит также и от конструкции выключателя с сопротивлениями, которая может быть выполнена следующим образом:

1) сопротивление вводится в цепь лишь при отключении (тип I);

2) сопротивление вводится в цепь при отключении и при включении в цикле АПВ (тип II);

3) сопротивление вводится в цепь во всех коммутациях, включая плановое включение (тип III).

Количественная оценка эффективности применения того или иного типа выключателя с точки зрения срока службы разрядника может быть сделана на основе рис. 4, где приведены функции распределения срока службы разрядника 750 кв в электропередаче с $U_{вын} = 1,6U_{\Phi}$, определенные при $R_{ш} = 0$ и при $R_{ш} = 1500$ ом для всех трех типов выключателей.

Расчеты, произведенные по формуле (5) для всех трех типов выключателей, позволили оценить ту максимальную стоимость выключателя, оснащенного шунтирующими сопротивлениями, при которой установка $R_{ш}$ с точки зрения требований ограничения перенапряжений экономически оправдывается.

Результаты этих расчетов отражены на рис. 5, где приведена зависимость минимума математического ожидания затрат (при $R_{ш} = 1500$ ом) от коэффициента $k = \frac{C_{в, R}}{C_{в}}$, учитывающего удорожание выключателя при оснащении его шунтирующими сопротивлениями. Из этих кривых следует, что применение сопротивления только для ограничения перенапряжений может быть целесообразным лишь в том случае, если оно вводится в цепь при осуществлении всех коммутаций, включая и коммутацию включения. При этом некоторый экономический эффект может быть получен лишь тогда, когда стоимость выключателя при оснащении его сопротивлениями двустороннего действия не более чем в 1,2—1,5 раза превысит стоимость выключателя без шунтирующих сопротивлений.

Выводы. 1. Применение шунтирующих сопротивлений в выключателях, устанавливаемых на электропередачах 110—220 кв, позволит снизить уровень перенапряжений вплоть до $\sim 2,0U_{\Phi}$.

2. В электропередачах 330, 500 и 750 кв при существующих уровнях изоляции сопротивления в выключателях могут служить единственной мерой защиты лишь в схемах с $U_{вын} \leq 1,4; 1,3$ и $1,15U_{\Phi}$ соответственно.

3. В схемах, характеризующихся высокими значениями $U_{вын} = 1,4 \div 1,7U_{\Phi}$ и требованиями глубокого ограничения перенапряжений (уровнем порядка

$2,0U_{\Phi}$), шунтирующие сопротивления не могут служить единственной мерой защиты, так как с помощью выключателей рассмотренной конструкции (шунтирование при включении и ввод сопротивления при отключении происходят толчком) перенапряжения при наличии АПВ могут быть ограничены уровнем $\sim 3,0U_{\Phi}$, а при его отсутствии уровнем $2,5U_{\Phi}$.

4. Оснащение выключателей 750 кв шунтирующими сопротивлениями облегчает требования к коммутационным разрядникам.

5. Для окончательного решения вопроса о целесообразности оснащения выключателей 750 кв шунтирующими сопротивлениями приведенные результаты должны быть дополнены технико-экономическими расчетами, учитывающими повышение отключающей способности выключателей при их оснащении сопротивлениями.

6. Эффективность применения шунтирующих сопротивлений в выключателях резко возрастет, если шунтирование сопротивления при включении и ввод его в действие при отключении будут происходить плавно.

Литература

1. Кадомская К. П., Ограничение внутренних перенапряжений при применении выключателей двухступенчатого действия, Научно-техн. информ. бюлл. Ленинградского политехнического института, 1957, № 1.

2. Кадомская К. П., Каплан В. В., Пашатырь В. М. и Щербачев О. В., К вопросу о применении выключателей с сопротивлениями двустороннего действия, «Электричество», 1962, № 8.

3. Недман Д. Е., Johnson I. B., Titus C. H., Wilson D. D., Surge Reduction with Circuit-Breacer Resistors, Power Apparatus and Systems, 1964.

4. Sabbath I., Smith H. M., Johnson R. G., Analog computer study of switching surge transients for the 500 kv system of the Southern California Edison Company, «Welcon Techn. Papers», 1964, № 7.

5. Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н. и Шур С. С., Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи, изд-во «Энергия», М.—Л., 1965.

6. Груздев И. А., Кадомская К. П., Кучумов Л. А., Лугинский Я. Н., Портной М. Г. и Соколов Н. И., Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах, изд-во «Энергия», 1964.

7. Кадомская К. П., Канторович А. Х. и Штейнберг Г. П., К расчету внутренних перенапряжений в дальних электропередачах на ЭЦВМ, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1964, № 5.

[31.1.1966]



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

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Статистическая обработка графической информации энергетических объектов

Т. А. АЛИЕВ

Баку

Введение. Для исследования систем автоматического управления все чаще применяются статистические методы, так как использование метода искусственных возмущений, обычно применяемого в теории авторегулирования, не всегда желательно [Л. 1 и 2].

Известно, что на теплоэлектростанциях и на других энергетических объектах многие параметры регистрируются или могут регистрироваться автоматическими самопищущими приборами. Информация, полученная от этих приборов, представляет большую ценность для исследования данных объектов статистическими методами, так как записанная в графической форме она может быть вновь представлена электрическими сигналами для последующей обработки в вычислительных машинах или устройствах. Потому вопрос о статистическом исследовании энергетических объектов с использованием графической информации на основе современной вычислительной техники представляет определенный научный и практический интерес. Использование универсальных цифровых вычислительных машин (УЦВМ) для этих целей оказывается неэффективным, так как они предназначены для выполнения большого объема вычислений с относительно небольшим количеством исходных данных, тогда как для статистических задач характерно большое количество исходных данных и несложный алгоритм вычисления. К тому же УЦВМ не приспособлены для ввода графических данных, а ввод их вручную, т. е. «снятие» каждой ординаты с диаграммы, запись их в виде таблицы, а затем перфорирование для последующего ввода в УЦВМ, отнимает много времени и труда. Эти причины препятствуют эффективному использованию УЦВМ при статистических исследованиях систем автоматического управления и стимулируют создание специализированных средств вычислительной техники. Разработкой специализированных дискретных устройств для статистической обработки графических данных начали заниматься лишь в последние годы. Необходимо отметить, что преимуществом дискретных устройств перед аналоговыми является как большой диапазон решаемых статистических задач, так и более высокая надежность и простота настройки, обусловленные дискретностью элементов. Кроме того, для цифрового устройства просто решается задача установки масштаба.

Как известно [Л. 1 и 2], при статистических исследованиях, помимо определения корреляционных функций, часто требуется определение, по графическим данным, функции и плотности распределения, математического ожидания, дисперсии и коэффициентов рядов Фурье.

В данной работе описывается разработанное дискретное устройство для статистической обработки графических данных, где в отличие от известных дискретных корреляторов [Л. 3 и 4] автоматизировано

ввод профилированной графической информации, и определяются все вышеприведенные статистические характеристики. В отличие от корреляторов непрерывного действия в описываемом устройстве отсутствует запоминающий блок, что является одной из причин его простоты и доступности.

К вопросу об алгоритмах статистических вычислений. Алгоритм работы предложенного устройства отличается от алгоритмов существующих устройств подобного назначения, потому и целесообразно на нем остановиться.

Как известно [Л. 1 и 5], для определения математического ожидания m_x , дисперсии D_x , корреляционных функций $R_x(\tau)$, функции $F(\varepsilon)$ и плотности $W(\varepsilon)\Delta\varepsilon$ распределения, коэффициентов рядов Фурье a_j , b_j могут быть использованы следующие выражения:

$$m_x = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt; \quad (1)$$

$$D_x = \frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt - m_x^2; \quad (2)$$

$$R_x(\tau) = D_x \sin \frac{W_c(\tau) - W_p(\tau)}{2} \pi; \quad (3)$$

$$F(\varepsilon) = P[X(t) \leq \varepsilon]; \quad (4)$$

$$W(\varepsilon)\Delta\varepsilon = P[\varepsilon \leq X(t) \leq (\varepsilon + \Delta\varepsilon)]; \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} a_j &= \frac{2}{T} \int_0^T X(t) \cos \omega t dt; \\ b_j &= \frac{2}{T} \int_0^T X(t) \sin \omega t dt, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $X(t)$ — случайный стационарный процесс;

T — интервал наблюдения;

$W_c(\tau)$ — вероятность совпадения знаков $X(t)$ и $X(t + \tau)$;

$W_p(\tau)$ — вероятность расхождения знаков $X(t)$ и $X(t + \tau)$;

P — вероятность события.

Как известно, в большинстве практических случаев операция интегрирования может быть заменена суммированием, и в результате выражения (1) и (2) будут иметь следующий вид:

$$m_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i; \quad (7)$$

$$D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i^2 - m_x^2. \quad (8)$$

Известно, что квадрат целых чисел может быть определен как сумма

$$\sum_{K=1}^{X_i} (2K - 1) = X_i^2. \quad (9)$$

Подставив значение X_i^2 в формулу (8), получим:

$$D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sum_{K=1}^{X_i} (2K - 1) - m_x^2, \quad (10)$$

где $n = \frac{T}{\Delta}$; $i = 1, 2, 3, \dots, i, \dots, n$;

Δ — шаг интегрирования.

Из выражения (3) можно получить формулу определения нормированной корреляционной функции в следующем виде:

$$r_x(\tau) = \cos \pi W_p(\tau). \quad (11)$$

Из выражения (11) понятно, что вычисление вероятности расхождения знаков $W_p(\tau)$ почти равносильно определению $r_x(\tau)$:

$$W_p(\tau) = \frac{\Sigma \Delta t_p}{T}, \quad (12)$$

где $\Sigma \Delta t_p$ — общее время расхождения знаков $X(t)$ и $X(t+\tau)$.

Если полагать, что функция $X(t)$ задана в дискретном виде, т. е. через равные промежутки времени Δ в виде $X_1, X_2, X_3, \dots, X_i, \dots, X_n$, то, обозначив несовпадающие по знаку пары ординат через n_p , выражение (12) можно привести к следующему виду:

$$W_p(\tau) = \frac{\Sigma n_p}{n}. \quad (13)$$

Положив, что функция $X(t)$ задана в дискретном виде, и обозначив ординаты, значения которых меньше, чем соответствующие значения $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \dots, \epsilon_k$, через $n_{\epsilon_1}, n_{\epsilon_2}, n_{\epsilon_3}, \dots, n_{\epsilon_k}$, получаем выражения для определения значения функции распределения в соответствующих точках:

$$\left. \begin{aligned} F(\epsilon_1) &= \frac{\Sigma n_{\epsilon_1}}{n}; \\ F(\epsilon_2) &= \frac{\Sigma n_{\epsilon_2}}{n}; \\ \dots & \dots \\ F(\epsilon_k) &= \frac{\Sigma n_{\epsilon_k}}{n}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Таким же способом обозначив ординаты, значения которых меньше, чем соответствующие значения $\epsilon_1 + \Delta \epsilon, \epsilon_2 + \Delta \epsilon, \dots, \epsilon_k + \Delta \epsilon$, через $n_{\Delta \epsilon_1}, n_{\Delta \epsilon_2}, \dots, n_{\Delta \epsilon_k}$, получаем следующие выражения для определения значения плотности распределения:

$$\left. \begin{aligned} W(\epsilon_1) \Delta \epsilon &= \frac{\Sigma n_{\Delta \epsilon_1} - \Sigma n_{\epsilon_1}}{n}; \\ W(\epsilon_2) \Delta \epsilon &= \frac{\Sigma n_{\Delta \epsilon_2} - \Sigma n_{\epsilon_2}}{n}; \\ \dots & \dots \\ W(\epsilon_k) \Delta \epsilon &= \frac{\Sigma n_{\Delta \epsilon_k} - \Sigma n_{\epsilon_k}}{n}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Для определения значения коэффициентов Фурье (a_j, b_j) предполагается первоначально умножить случайную функцию на положительные колебания $Y(t), Y(t+\pi/2)$ косинусоидальной и синусоидальной формы, а затем на отрицательные колебания, т. е. $Y(t+\pi), Y(t+3\pi/2)$, и по полученным результатам определить:

$$\left. \begin{aligned} a_j &= \frac{2}{T} \left| \int_0^T X(t) Y(t) dt - \int_0^T X(t) Y(t+\pi) dt \right|; \\ b_j &= \frac{2}{T} \left| \int_0^T X(t) Y(t+\pi/2) dt - \right. \\ &\quad \left. - \int_0^T X(t) Y(t+3\pi/2) dt \right|. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Таким образом, определение значений коэффициента Фурье сводится к вычислению следующих величин:

$$\left. \begin{aligned} a'_j &= \int_0^T X(t) Y(t) dt; \\ a''_j &= \int_0^T X(t) Y(t+\pi) dt; \\ b'_j &= \int_0^T X(t) Y(t+\pi/2) dt; \\ b''_j &= \int_0^T X(t) Y(t+3\pi/2) dt. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Если предположить, что значения случайной функции заданы в дискретной форме, т. е. через равные промежутки времени Δ в виде $X_1, X_2, X_3, \dots, X_i, \dots, X_n$, и обозначить значения функций $Y(t), Y(t+\pi), Y(t+\pi/2), Y(t+3\pi/2)$ в дискретных точках соответственно через $Y_i^{j1}, Y_i^{j2}, Y_i^{j3}, Y_i^{j4}$, то выражение можно привести к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} a'_j &= \sum_{i=1}^n X_i Y_i^{j1}; \\ a''_j &= \sum_{i=1}^n X_i Y_i^{j2}; \\ b'_j &= \sum_{i=1}^n X_i Y_i^{j3}; \\ b''_j &= \sum_{i=1}^n X_i Y_i^{j4}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Вычислив значения a'_j, a''_j, b'_j, b''_j , очень легко определить коэффициенты Фурье из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} a_j &= \frac{2}{n} (a'_j - a''_j); \\ b_j &= \frac{2}{n} (b'_j - b''_j). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

При разработке специализированного вычислительного устройства для статистической обработки графических данных в качестве алгоритма использованы выражения (7), (10), (13)–(15) и (18).

Специализированное дискретное устройство для обработки графических данных. Прежде всего отметим, что при регистрации параметров скорость продвижения диаграммой ленты регулируется таким образом, чтобы при нормальном режиме процесса не получалось скачкообразных или близких к ним изменений записей. Для обработки графической информации диаграмма предварительно профилируется [Л. 6]. Если диаграмму надо сохранить как документ, то на ней располагается лента от кальки, которая разрезается по профилю кривой графика. Таким образом, профиль разрезанной диаграммы или же кальки представляет собой преобразуемую кривую.

Опыты показали, что предварительная подготовка графиков подобным способом отнимает неизначительное время. Например, оператору потребуется 1—2 мин на подготовку диаграммы длиной

Проведенные вычисления показали, что при определении статистических характеристик по выражениям (7), (10), (13)–(15) и (18) с шагом интегрирования Δ , равным 5 мк, соответствующим по времени 5–10 мин, погрешность вычисления не превосходит 3–5%.

Поэтому при разработке дискретного устройства шаг интегрирования Δ был принят равным 5 м.м. При этом предусмотрена возможность проведения необходимых вычислений и с $\Delta=2,5$ м.м.

Исполнительным элементом устройства для преобразования графиков (рис. 1) является аппроксиматор An , который состоит из ряда чувствительных элементов (контактов) K , расположенных на одной прямой через равные расстояния Δ . Каждый контакт связан с одним выходом дешифратора опроса ($Дш$). Входы дешифратора связаны с выходами триггеров счетчика «опроса» $C41$ через усилители $Ус$. Перемещение аппроксиматора преобразуется в цифровой код кодовым диском K_g , который вращается пропорционально этому перемещению.

При перемещении аппроксиматора через равные расстояния ΔX от съемной щетки $Щ$ поступает импульс в триггер управления T_y , который, сбрасываясь на положение «единица», открывает вентиль B_y , и импульсы от генератора $ГИ$ поступают в $C41$. В результате этого на выходах дешифратора поочередно получается высокий уровень напряжения. При этом контакты также получают поочередно высокий уровень напряжения, т. е. «опрашиваются». С заполнением счетчика $C41$ он сбрасывается на положение «нуль», а импульс, полученный от последнего разряда триггера $C41$, поступает в T_y и сбрасывает его в «нулевое» положение. В результате запирается B_y и «опрос» прекращается или, иначе говоря, завершается один цикл «опроса».

Таким образом, при перемещении аппроксиматора через равные расстояния траектории контактов образуют «столбцы», а от циклов опроса образуются «строки».

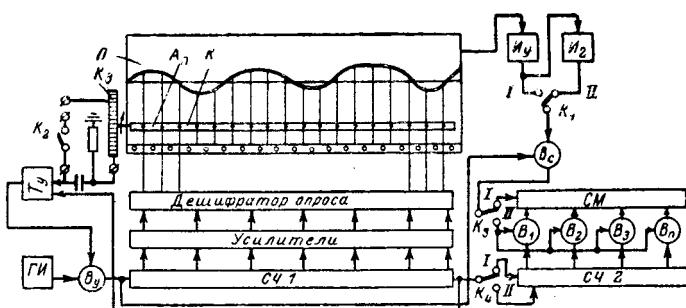


Рис. 1. Устройство для преобразования и обработки графиков.

Для обработки графиков профилированная диаграмма располагается на поверхности считывания P и с перемещением аппроксиматора начинается проведение соответствующих вычислений. При этом, если «опрашиваемый» контакт находится на ленте и изолирован от поверхности P , на входе инвертора I_y , который связан с поверхностью, будет низкий уровень, а на его выходе высокий уровень напряжения. При соприкосновении «опрашиваемого» контакта с поверхностью на входе I_y возникнет высокий уровень, а на выходе — низкий уровень напряжения.

Для вычисления m_x ключи ставятся в положение K_1-I , K_2-I , K_3-I , $K_4-\emptyset$, и устройство работает следующим образом. При перемещении аппроксиматора начинается «опрос» элементов. Если «опрашиваемый» контакт находится на ленте, то на выходе инвертора I_y будет высокий уровень, открываются вентиль считывания B_c и импульс от $ГИ$, пройдя через B_c , прибавит к сумматору $См$ единицу, т. е. ΔX . Это произойдет с каждым элементом при каждом «опросе» до пересечения этого элемента с профилем кривой графика, т. е. до соприкосновения этого элемента с поверхностью P . В результате этого импульсы, полученные от каждого контакта, определяют значение ординат точек пересечения контактов с профилем кривой. Сумма импульсов от всех контактов $\sum_{i=1}^n X_i$ накапливается

в сумматоре и определяет величину, которая при делении на n представляет собой приближенное значение математического ожидания, т. е. m_x .

Для определения значения функции распределения $F(\varepsilon)$ ключ K_1 переключается в положение II , и аппроксиматор предварительно перемещается на величину, равную ε . Затем ключом K_2 триггер управления T_y перебрасывается в положение «единица», этим самым открывается вентиль управления B_y и производится один цикл «опроса». Благодаря включению I_2 на вход I_y в момент «опроса» контактов, которые соприкасаются с поверхностью Π , вентиль B_c будет открыт и соответствующие импульсы GI , пройдя через B_c , поступят в сумматор Cm . Таким образом, одним циклом «опроса» в Cm получается количество ординат (Σn_ε) , значения которых меньше, чем значение ε . Таким же образом определяются другие значения (Σn_ε) , необходимые для определения соответствующих значений $F(\varepsilon)$.

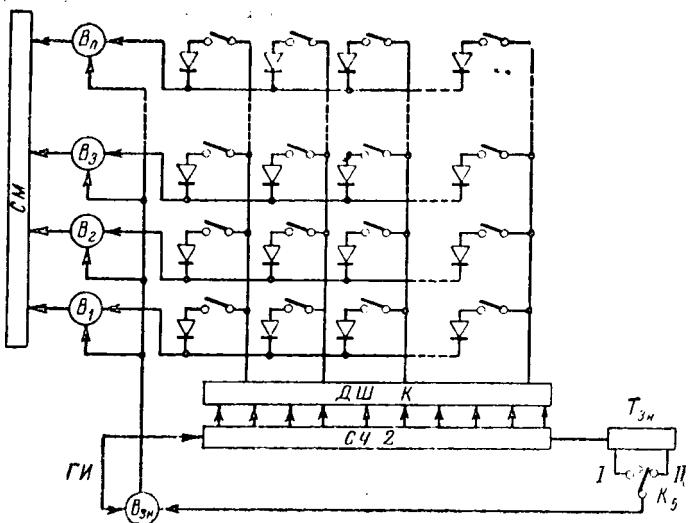


Рис. 2. Блок колебания.

Плотность распределения определяется так же, как и функция распределения, только при этом первоначально аппроксиматор устанавливается на расстояние, равное значению ϵ , и от ключа K триггер управления T_y сбрасывается в положение «единица». В результате этого производится один цикл «опроса» и в сумматоре получаются значения Σn_ϵ . Затем аппроксиматор перемещается на незначительное расстояние $\Delta\epsilon$ и способом, описанным выше, определяется значение $\Sigma n_{\Delta\epsilon}$. После определения значений Σn_ϵ и $\Sigma n_{\Delta\epsilon}$ по выражению (15) нетрудно определить соответствующее значение плотности распределения $W(\epsilon) \Delta\epsilon$.

При определении нормированной корреляционной функции используются обе половины профилированной диаграммы и первоначально находятся значения математического ожидания. Затем одна половина диаграммы перемещается по отношению к другой на расстояние, равное τ , в результате чего в одних местах диаграммы перекрывают друг друга, а в других — образуют «окна», через которые контакты соприкасаются с поверхностью. Определив количество этих контактов Σn_p , можно определить $W_p(\tau)$ и, следовательно, $r_p(\tau)$. При определении Σn_p ключи находятся в вышеописанном положении; при переключении ключа K_2 в положение I происходит один цикл «опроса», и в сумматоре мгновенно получается необходимое значение. Для определения следующего значения $W_p(\tau)$ диаграмма снова сдвигается на расстояние τ , и повторяется описанное выше вычисление. Отметим, что нормированная взаимокорреляционная функция определяется таким же образом, с той лишь разницей, что при этом используется половина профилированной диаграммы от одной функции и половина от другой функции.

При вычислении дисперсии D_x ключи находятся в положениях: K_1-I , K_2-0 , K_3-II , K_4-II , и устройство работает следующим образом. Первоначально на первый разряд счетчика C_42 устанавливается единичное положение и импульсы от C_41 при каждом цикле опроса, помимо T_y , поступают также и на

второй разряд счетчика C_42 . Этим самым при перемещении аппроксиматора по «строкам» содержимое C_42 изменяется в следующем порядке 1, 3, 5, 7, ..., $(2K-1)$. Если контакты аппроксиматора находятся на ленте, то при их «опросе» на выходе B_c получается импульс, который через вентиля B_1-B_n производит суммирование содержимого C_42 с содержимым сумматора C_41 . Это происходит со всеми контактами до пересечения каждого из них с профилем кривой графика. В результате в сумматоре

получается значение $\sum_{i=1}^n \sum_{K=1}^{X_i} (2K-1) = \sum_{i=1}^n X_i^2$, которое позволяет по выражению (12) определить значение дисперсии.

Зная значение дисперсии и нормированной корреляционной функции, нетрудно определить значение корреляционной функции.

Устройство для определения значений коэффициентов рядов Фурье отличается от вышеописанного наличием блока колебаний (рис. 2), который на выходе выдает необходимые значения синусоидального колебания, заданного в дискретном виде.

Блок колебаний BK состоит из дешифратора колебаний, входы которого связаны с выходами триггеров счетчика C_42 . Выходы дешифратора соединяются с рядами тумблеров, с помощью которых можно набирать значения синусоидальных колебаний в определенных дискретных точках. Задавая максимальное значение амплитуды, нетрудно определить значение синусоидального колебания в необходимой точке. При разработке предусмотрено, что для определения значений коэффициентов Фурье 1, 2, 3, 4-й, ..., j -й гармоники необходимо располагать значениями колебания в 2, 4, 6, 8, ..., j точках, которые набираются с помощью тумблеров, подключенных к выходам дешифратора колебаний. Счетчик включен таким образом, чтобы при равенстве его содержимого $2j$ сбрасывался в положение «нуль», и в триггер знака поступил импульс.

Как следует из выражения (18), для вычисления a'_j необходимо, чтобы умножение производилось контактами, соответствующими по времени положительному колебаниям, т. е. Y_i^{j1} ; при «опросе» контактов, соответствующих отрицательным колебаниям Y_i^{j2} , умножения не должно производиться.

При вычислении a''_j должна произойти обратная картина. Для этого вентиль знака B_{3n} управляется в зависимости от положения ключа K_5 либо нулевым, либо единичным выходом триггера знака T_{3n} . При вычислении a'_j ключ K_5 находится в положении I , т. е. в начальный момент времени вентиль B_{3n} открыт и от поступления импульсов GI на C_42 содержимое этого счетчика изменяется. На входы вентиля B_1-B_n поочередно подаются необходимые значения синусоидального колебания. От «опросов» контактов, находящихся на диаграмме, на выходе I_y получается высокий уровень напряжения, который открывает вентиль B_c . В результате сигнал, который поступает на импульсный вход вентиля B_c , проходит через него и через вентиль B_{3n} и производит передачу, соответствующую значению колебания в сумматоре. При равенстве содержимого C_42

заданному числу, он сбрасывается в положение «нуль», триггер T_{3n} переходит в другое положение и запирает вентиль B_{3n} . В итоге передача значений колебаний в сумматор не производится. Это продолжается до равенства содержимого $C42$ заданному числу, после чего он, сбрасываясь в положение «нуль», одновременно сбрасывает триггер знака T_{3n} в прежнее положение. Тогда передача значений колебания в сумматор осуществляется снова. Это происходит при каждом цикле «опроса» со всеми контактами до момента пересечения их с профилем кривой графика, т. е. X_i раз. После пересечения каждого контакта с профилем кривой графика или, иначе говоря, после соприкосновения контакта с поверхностью в момент его «опроса» на входе Y_u будет высокий уровень напряжения, на выходе — низкий, вентиль B_c окажется запертым и умножение этим контактом прекращается. Таким образом, при перемещении аппроксиматора при положении ключа K_5-I происходит умножение соответствующих ординат графической функции только на положительное косинусоидальное колебание и значение чисел, поступающих в сумматор от одного контакта, равно $X_i Y_i^{1/2}$. Сумма чисел, поступающих от всех контактов, определит значение a'_j .

При вычислении a_j устройство работает вышеописанным образом с той лишь разницей, что при этом ключ K_5 переключается в положение II . Тогда в момент «опроса» контактов, совпадающих по времени с отрицательными колебаниями $Y_i^{1/2}$, вентиль B_{3n} будет открыт, а в момент «опроса» контактов, совпадающих с положительными полуколебаниями, закрыт. В результате в сумматор от одного контакта поступит число $X_i Y_i^{1/2}$, а сумма чисел от всех контактов определит значение a''_j .

Значения b'_j и b''_j определяются так же, как и a'_j , a''_j , отличие состоит лишь в том, что при этом на счетчике $C42$ для создания необходимого сдвига предварительно устанавливается число, равное номеру вычисляемой гармоники j .

После определения величин a'_j , a''_j , b'_j , b''_j по выражениям (19) очень легко находятся соответствующие значения коэффициентов рядов Фурье, которые в свою очередь могут быть использованы для определения значения спектральной плотности.

Выводы. 1. В связи с развитием средств дискретной вычислительной техники становится целесообразным исследование энергетических систем автоматического управления статистическими методами.

2. Разработанное дискретное устройство для обработки графических данных позволяет проводить некоторые статистические исследования, не прибегая к УЦВМ.

Литература

1. Солодовников В. В., Статистическая динамика линейных систем автоматического управления, М., Физматгиз, 1960.
2. Солодовников В. В., Матвеев П. С., Вельденберг Ю. С. и Бабурич В. М., Вычислительная техника в применении для статистических исследований и расчетов систем автоматического управления, М., Машгиз, 1963.
3. Имададзе В. В., Сакян Э. А. и Чахиров Н. С., Дискретный коррелятор, «Передовой научно-технический опыт», вып. 22, М., сб. ЦИТЭИН, 1961.
4. Collins C., Simple digital correlator, Rere. Science Instr. 1958, vol. 29, № 6.
5. Синицын Б. С., Автоматические корреляторы и их применение, Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1964.
6. Алиев Т. А., К вводу графических данных в универсальные цифровые машины для решения статистических задач, «Изв. АН Азерб. ССР, серия физ.-мат. и техн. наук», 1963, № 6.

[5.2.1966]



УДК 621.316.9

Определение места замыкания на землю по токам и напряжениям нулевой последовательности на линиях электропередачи с ответвлениями¹

Канд. техн. наук М. П. РОЗЕНКНОП
Москва

В [Л. 1 и 2] дана методика аналитического определения места замыкания на землю по токам и напряжениям нулевой последовательности для линий электропередачи без ответвлений и для одиночной линии с одним ответвлением. В данной работе рассматривается тот же вопрос для линий с двумя и более ответвлениями.

Место замыкания определяет диспетчер по показаниям фиксирующих приборов, передаваемым дежурными подстанций. При подстанциях без дежурного персонала показания приборов должны

передаваться персоналом выездных бригад или устройствами телеметрии.

Определение места замыкания может производиться по замерам на каждой подстанции только напряжения нулевой последовательности U или только тока нулевой последовательности I , или по замерам как напряжения, так и тока (U и I).

При измерении только U или только I требуется меньше фиксирующих приборов, чем при измерении U и I .

При измерении на том или ином конце линии только U или только I должно быть известно входящее в расчетные формулы сопротивление нулевой последовательности сети, примыкающей к это-

¹ Статья составлена по работам, проведенным автором в ОРГРЭС, совместно с Я. В. Лурье и А. С. Кудишиным.

му концу линии. Из этих двух способов преимуществами измерения только U являются возможность использования одного измерительного прибора для нескольких линий и отсутствие погрешностей, обусловленных насыщением и остаточной намагниченностью трансформаторов тока и апериодической слагающей тока короткого замыкания. Поэтому измерение на той или иной подстанции только I следует применить только при отсутствии трансформаторов напряжения, или когда U мало и соизмеримо с напряжением небаланса, или при больших значениях высших гармонических напряжений, когда они практически не могут быть отфильтрованы.

При измерении на конце линии U и I из расчетных формул исключается сопротивление сети, примыкающей к этому концу, что важно при большом количестве режимов нулевой последовательности (количество заземленных нейтралей, включенных линий и т. п.) для упрощения работы диспетчера и исключения возможных ошибок при определении режима. Уменьшаются также погрешности измерения, так как сопротивление примыкающей сети автоматически определяется при этом экспериментально, а не по расчетным данным, как это обычно имеет место при измерении только U или только I .

Если на каждом конце линии измеряется только одна величина, U или I , то независимо от количества ответвлений могут быть для определения места замыкания построены простые графики, например кривые отношений напряжений или токов на концах поврежденной линии, или сумм токов обеих цепей при параллельных линиях, определяемых расчетным путем или на моделях для замыканий в разных точках на линии [Л. 3]. Графиков должно быть построено столько, сколько возможно режимов нулевой последовательности в примыкающих сетях. При m режимах на одном конце и n — на другом графиков должно быть mn . При определении числа возможных режимов следует также учитывать ближайшие перспективы развития сети и изменение сопротивлений трансформаторов и автотрансформаторов при переключении анцапф в тех случаях, когда оно существенно влияет на изменение общего сопротивления. Для определения места замыкания по U и I простых графиков нет. Преимуществами аналитического определения места замыкания (по формулам) является универсальность, в частности возможность определения места замыкания по U и I и то, что при этом не нужно строить графиков, что при большом числе режимов достаточно трудоемко. Однако при большом количестве ответвлений на линии аналитический способ усложняет работу диспетчера из-за необходимости определения участка, на котором произошло замыкание (см. ниже). Для параллельных линий с ответвлениями расчетные формулы получаются весьма громоздкими. С учетом изложенного представляется возможным в настоящее время рекомендовать: для параллельных линий с ответвлениями и для одиночных линий с тремя-четырьмя ответвлениями, независимо от числа режимов, и для одиночных линий при малом числе режимов ($mn \leq 2 \div 3$), независимо от числа ответв-

лений, ориентироваться на графические способы, а в остальных случаях на аналитические способы.

Известные способы аналитического определения места замыкания не могут быть непосредственно применены для линий с ответвлениями с заземленными нейтралами, так как они базируются на том, что в схеме замещения нулевой последовательности отношение сопротивлений плеч от точки замыкания до нейтрали является непрерывной функцией расстояния этой точки от концов линии. Но для линии с ответвлениями это условие соблюдается только для каждого из участков и нарушается при переходе через точку ответвления, так как до этой точки сопротивление ответвления включено в одном из плеч схемы, а за этой точкой оно оказывается включенным в другом плече. Релейная же защита, как правило, не определяет участок, на котором произошло замыкание.

В данной работе рассматривается аналитическое определение места замыкания на линиях с ответвлениями способом «Сравнения напряжений в точках ответвлений»². При этом способе место замыкания определяется в две операции: 1) определение участка, на котором произошло замыкание; 2) определение места замыкания на участке.

Определение участка производится сравнением двух расчетных напряжений в точках на линии, по замерам на обоих концах основной линии, что подробно рассматривается ниже. После определения участка место замыкания на нем определяется принципиально так же, как для линии без ответвлений, со следующими особенностями:

вместо сопротивлений сетей, примыкающих к линии, учитываются эквивалентные сопротивления, примыкающие к участку, включающие также другие участки и ответвления в соответствующие стороны от рассматриваемого участка;

в общем случае измеряются токи (или пропорциональные им напряжения), проходящие не на самом участке, а на месте установки измерительных приборов, что учитывается коэффициентами токораспределения.

При коротких ответвлениях измерения достаточно производить на подстанциях, примыкающих к концам основной линии. При длинных (больше 10 км) ответвлениях должно также определяться место замыкания на этих ответвлениях, для чего на подстанциях ответвлений должны быть установлены фиксирующие приборы; линия ответвления рассматривается как отдельная линия, а место замыкания на ней определяется по замерам на подстанции ответвления и на любой из подстанций основной линии или другого ответвления, в зависимости от чего определяются значения коэффициента токораспределения и эквивалентного сопротивления для конца ответвления, примыкающего к основной линии.

Короткие ответвления с изолированной нейтралью могут вообще не учитываться при определении места замыкания на линиях с ответвлениями.

Определение участка. Рассмотрим замыкание на втором участке линии с двумя ответвлениями.

² Способ предложен М. П. Розенкопом, авторское свидетельство № 157736 от 23 октября 1962 г.

Схема замещения нулевой последовательности и потенциальная диаграмма приведены на рис. 1, где X'_c , X''_c — сопротивления нулевой последовательности сетей, примыкающих к основным подстанциям I и II;

X_{cD} , X_{cE} — сопротивления сетей, примыкающих к подстанции ответвлений;

$X_{\text{л1}}$, $X_{\text{л2}}$, $X_{\text{л3}}$, $X_{\text{лD}}$, $X_{\text{лE}}$, L_1 , L_2 , L_3 , L_D , L_E — сопротивления и длины участков 1, 2, 3 и линий ответвлений;

$X_D = X_{\text{лD}} + X_{cD}$, $X_E = X_{\text{лE}} + X_{cE}$ — полные сопротивления ответвлений;

l_1 — расстояние от подстанции I до точки замыкания на участках 1, 2 или 3;

l_2 — расстояние от точки D до точки замыкания на участке 2;

l_3 — то же от точки E для участка 3;

n_1 — доля участка 1 от подстанции I до точки замыкания на нем;

n_2 , n_3 — то же для участков 2 и 3 от точек D и E;

I , U — первичные токи и напряжения нулевой последовательности.

Рассматриваются линии с одинаковым удельным сопротивлением на всем протяжении. Сравним для точки ответвления D расчетное напряжение по замерам на подстанции I

$$U'_{\text{pD}} = U'_c + I'_c X_{\text{л1}},$$

с расчетным напряжением по замерам на подстанции II

$$U''_{\text{pD}} = U''_c + I''_c X_{\text{л3}} + I_{E\text{к2}} X_{\text{л2}}.$$

Аналогично сравним для точки ответвления E

$$U'_{\text{pE}} = U'_c + I'_c X_{\text{л1}} + I_{D\text{к2}} X_{\text{л2}} \text{ и } U_{\text{pE}} = U''_c + I''_c X_{\text{л3}}.$$

Из потенциальной диаграммы рис. 1 видно, что

$$U''_{\text{pD}} > U'_{\text{pD}} \text{ и } U'_{\text{pE}} > U''_{\text{pE}}.$$

Отсюда следует, что точка короткого замыкания находится относительно той или иной точки ответвлений в направлении того конца линии, по замерам на котором расчетное напряжение для этой точки ответвления больше; при равенстве обоих расчетных напряжений — замыкание на самом ответвлении. В соответствии с потенциальной диаграммой определение участка на линии с двумя ответвлениями может производиться в следующем порядке. Производится сравнение расчетных напряжений для точки D. Если U'_{pD} больше U''_{pD} , замыкание на участке 1; если равны, замыкание на ответвлении D; если меньше, — замыкание на участке 2 или на участке 3; для выяснения этого производится сравнение расчетных напряжений для точки E. Если U'_{pE} больше U''_{pE} , замыкание на участке 2; если меньше, замыкание на участке 3; если равны, замыкание на ответвлении E. Если нейтраль на одном конце линии, например на подстанции II, изолирована, то для точки E $U''_{\text{pE}} = U''_c$. Очевидно, изложенные положения сохраняют силу при любом количестве ответвлений, и в общем случае участок, на котором произошло замыкание, определяется как участок, на концах которого большие расчетные напряжения получены по замерам на противоположных концах линии. Число точек ответвлений,

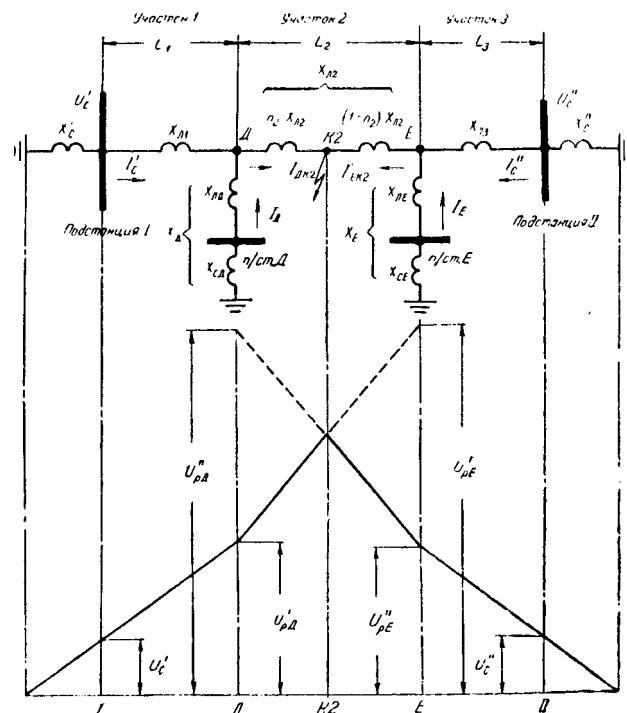


Рис. 11. Схема нулевой последовательности и потенциальная диаграмма при замыкании на участке 2 линии с двумя ответвлениями.

для которых может потребоваться производить сравнение расчетных напряжений, может быть от единицы до числа ответвлений. Для линий с одним ответвлением всегда достаточно одного сравнения.

Следует отметить, что в то время как U'_{pD} и U''_{pE} представляют собой фактические напряжения в точках D и E, напряжения U''_{pD} и U'_{pE} превосходят фактические. U''_{pD} соответствует фиктивному замыканию за точкой D в направлении подстанции I, а U'_{pE} — фиктивному замыканию за точкой E в направлении подстанции II.

Определение места замыкания. Заменим сопротивления слева от точки D эквивалентным сопротивлением

$$X'_{\text{о2}} = \frac{X_D (X'_c + X_{\text{л1}})}{X_D + X'_c + X_{\text{л1}}},$$

а сопротивления справа от точки E эквивалентным сопротивлением

$$X''_{\text{о2}} = \frac{X_E (X''_c + X_{\text{л3}})}{X_E + X''_c + X_{\text{л3}}}.$$

Теперь можно для участка 2 написать, как и для линии без ответвлений:

$$\frac{I_{D\text{к2}}}{I_{E\text{к2}}} = \frac{(1 - n_2) X_{\text{л2}} + X''_{\text{о2}}}{n_2 X_{\text{л2}} + X'_{\text{о2}}},$$

откуда

$$I_2 = n_2 L_2 = \left[\frac{(X''_{\text{о2}} + X_{\text{л2}}) C'_2 I''_c - X'_{\text{о2}} C''_2 I'_c}{X_{\text{л2}} C''_2 I'_c + X_{\text{л2}} C'_2 I''_c} \right] L_2,$$

где $C'_2 = \frac{I'_c}{I_{D\text{к2}}}$ и $C''_2 = \frac{I''_c}{I_{E\text{к2}}}$ — коэффициенты токораспределения при замыкании на участке 2.

Если $U'_{pD} = U''_{pD}$, замыкание находится в зоне ответвления D , а если $U''_{pD} > U'_{pD}$ и $U'_{pE} > U''_{pE}$, — на участке 2.

Подставляя для этого случая в соответствии со схемой рис. 1 $i=2$

$$C'_{\alpha} = \frac{I'_c}{I_{Dk2}} = \frac{X_D}{X_D + X_{\alpha 1} + X'_{\alpha}},$$

$$X'_{\alpha 2} = \frac{X_D (X_{\alpha 1} + X'_{\alpha})}{X_D + X_{\alpha 1} + X'_{\alpha}};$$

$$C''_{\alpha} = \frac{I''_c}{I_{Ek2}} = \frac{X_E}{X_E + X_{\alpha 3} + X''_{\alpha}},$$

$$X''_{\alpha 2} = \frac{X_E (X_{\alpha 3} + X''_{\alpha})}{X_E + X_{\alpha 3} + X''_{\alpha}}.$$

в выражение (1), получаем после замены X'_{α} на

$\frac{U'_c}{I'_c}$ и X''_{α} на $\frac{U''_c}{I''_c}$:

$$l = L_1 + n_2 L_2 = L_1 + \left[\frac{X_D (X_{\alpha 2} X_E + X_{\alpha 2} X_{\alpha 3} + X_{\alpha 3} X_E) I''_c + (X_{\alpha 2} + X_E) X_D U''_c - X_D X_E X_{\alpha 1} I'_c - X_D X_E U'_c}{X_{\alpha 2} X_D (X_E + X_{\alpha 3}) I''_c + X_{\alpha 2} X_E (X_D + X_{\alpha 1}) I'_c + X_{\alpha 2} X_E U'_c + X_{\alpha 2} X_D U''_c} \right] L_2. \quad (8)$$

Если $U''_{pE} = U'_{pE}$, замыкание находится в зоне ответвления E , если $U''_{pE} > U'_{pE}$, — на участке 3.

По аналогии с выражением (7) получаем для данного случая:

$$l = L_1 + L_2 + n_3 L_3 = L_1 + L_2 + \left\{ \frac{X_{\alpha 3} X_{N0} I''_c + X_{N0} U''_c - [X_{N0} (X_{\alpha 1} + X_{ND} + X_{NE}) + X_{NE} (X_{\alpha 1} + X_{ND})] I'_c - (X_{\alpha 3} + X_{NE} + X_{N0}) U'_c}{X_{\alpha 3} (X_{\alpha 1} + X_{ND} + X_{N0}) I'_c + X_{\alpha 3} X_{N0} I''_c + X_{\alpha 3} U'_c} \right\} L_3. \quad (9)$$

Заменой в (3) — (9) I_c на $\frac{U_c}{X_c}$ или U_c на $X_c I_c$

могут быть получены формулы для определения места замыкания только по U или только по I .

Линия с любым количеством ответвлений. Преобразованная схемы нулевой последовательности приведена на рис. 3. Относительно любого рассматриваемого участка i левая часть линии, включая все ответвления от этой части, заменена эквивалентной

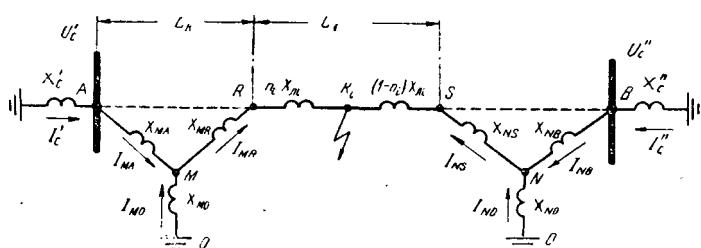


Рис. 3. Схема нулевой последовательности при замыкании на любом участке линии со многими ответвлениями.

звездой $M-AR0$, а правая — аналогичной звездой $N-BS0$. Лучи каждой звезды могут быть определены расчетом или на модели тремя замерами. Приложив напряжение к точкам AR , $R0$ и $0A$, а также измерив токи, напишем:

$$\frac{U_{AR}}{I_{AR}} = X_{MA} + X_{MR}; \quad \frac{U_{R0}}{I_{R0}} = X_{MR} + X_{M0};$$

$$\frac{U_{A0}}{I_{A0}} = X_{MA} + X_{M0},$$

откуда

$$X_{MA} = 0,5 \left(\frac{U_{A0}}{I_{A0}} + \frac{U_{AR}}{I_{AR}} - \frac{U_{R0}}{I_{R0}} \right);$$

$$X_{MR} = 0,5 \left(\frac{U_{R0}}{I_{R0}} + \frac{U_{AR}}{I_{AR}} - \frac{U_{A0}}{I_{A0}} \right);$$

$$X_{M0} = 0,5 \left(\frac{U_{A0}}{I_{A0}} + \frac{U_{R0}}{I_{R0}} - \frac{U_{AR}}{I_{AR}} \right);$$

Аналогично

$$X_{NB} = 0,5 \left(\frac{U_{SB}}{I_{SB}} + \frac{U_{B0}}{I_{B0}} - \frac{U_{S0}}{I_{S0}} \right);$$

$$X_{N0} = 0,5 \left(\frac{U_{B0}}{I_{B0}} + \frac{U_{S0}}{I_{S0}} - \frac{U_{SB}}{I_{SB}} \right);$$

Поскольку для линий со многими ответвлениями определение места замыкания по замерам на каждой подстанции только U или только I целесообразно производить графически, ниже приводятся формулы для определения места замыкания только по U и I . Эти формулы получаются по схеме рис. 3 при помощи выкладок, подобных приведенным для линий с двумя ответвлениями.

Замыкание находится на участке i , если

$$U''_{pR} > U'_{pR} \text{ и } U'_{pS} > U''_{pS};$$

$$U'_{pR} = \left(\frac{X_{M0} + X_{MR}}{X_{M0}} \right) U'_c + \left[\frac{X_{MR} (X_{AM} + X_{M0}) + X_{M0} X_{AM}}{X_{M0}} \right] I'_c; \quad (10)$$

$$U''_{pR} = \left(\frac{X_{N0} + X_{NS} + X_{\pi i}}{X_{N0}} \right) U''_c + \left[\frac{(X_{NS} + X_{\pi i})(X_{NB} + X_{N0}) + X_{N0}X_{NB}}{X_{N0}} \right] I''_c; \quad (11)$$

$$U'_{pS} = \left(\frac{X_{M0} + X_{MS} + X_{\pi i}}{X_{M0}} \right) U'_c + \left[\frac{(X_{MS} + X_{\pi i})(X_{MA} + X_{M0}) + X_{M0}X_{MA}}{X_{M0}} \right] I'_c; \quad (12)$$

$$U''_{pS} = \left(\frac{X_{N0} + X_{NS}}{X_{N0}} \right) U''_c + \left[\frac{X_{NS}(X_{NB} + X_{N0}) + X_{N0}X_{NB}}{X_{N0}} \right] I''_c. \quad (13)$$

Расстояние от ответвления до точки замыкания

$$l = L_k + n_i L_i = L_k + \left\{ \frac{[(X_{N0} + X_{NB})(X_{\pi i} + X_{NS}) X_{M0} + X_{M0}X_{N0}X_{NB}] I''_c + [X_{M0}(X_{\pi i} + X_{NS}) + X_{M0}X_{N0}] + + U''_c - [X_{NS}X_{N0}(X_{M0} + X_{AM}) + X_{M0}X_{N0}X_{MA}] I'_c - [X_{MR}X_{N0} + X_{M0}X_{N0}] U'_c + X_{N0}X_{\pi i}U'_c + X_{M0}X_{\pi i}U''_c}{X_{N0}X_{\pi i}(X_{MA} + X_{M0}) I'_c + X_{M0}X_{\pi i}(X_{NB} + X_{N0}) I''_c} \right\} L_i. \quad (14)$$

Заменой в (10)–(14) I_c на $\frac{U_c}{X_c}$ или U_c на $X_c I_c$

могут быть получены формулы для определения места замыкания только по U или только по I .

Описанная методика была проверена ОРГРЭС совместно с работниками энергосистем опытами коротких замыканий на линиях 110 кв: в Белорусэнерго на одиночной линии с двумя ответвлениями и в Иркутскэнерго на параллельных линиях с ответвлением от каждой на разных расстояниях, при наличии взаимоиндукции между цепями. Для одиночной линии место замыкания определялось аналитически; для параллельных линий — по кривым отношения сумм токов нулевой последовательности обеих цепей. Токи и напряжения измерялись фиксирующими приборами типа Ф-Э34 [Л. 4]. При испытаниях в Белорусэнерго максимальные погрешности составляли: при расчетных значениях параметров

схемы замещения — 2%, при экспериментальных значениях параметров — 1% длины линии; при испытаниях в Иркутскэнерго — 2% длины линии при расчетных значениях параметров.

Литература

1. Розенкноп М. П., Определение места замыкания на землю по составляющим нулевой последовательности в сетях разной конфигурации, «Электричество», 1963, № 11.
2. Розенкноп М. П., Методика определения места замыкания на землю по токам и напряжениям нулевой последовательности в сетях разной конфигурации, ОРГРЭС, изд-во «Энергия», 1964.
3. Малый А. С., Графическое определение места замыкания на линиях электропередачи, «Электрические станции», 1966, № 5.
4. Малый А. С. и Розенкноп М. П., Фиксирующие приборы типа Ф-Э34, «Электрические станции», 1963, № 7.

[8.1.1966]

УДК 621.316.9

Метод отыскания замыкания на землю на линиях с ответвлениями¹

Инж. В. М. КЛЕЙНЕР

Пермьэнерго

В электрических сетях с заземленной нейтралью нашли применение методы определения мест повреждения на ЛЭП по замерам токов или напряжений нулевой последовательности (например, [Л. 1]).

В данной статье предлагается методика определения места повреждения на линии, вдоль которой при помощи отпайек присоединены трансформаторы с заземленными нейтралями, по измеренным в начале и конце линии составляющим нулевой последовательности токов или напряжений. При дальнейшем теоретическом рассмотрении вопроса число

отпайек не ограничивается. Отпайки предполагаются короткими и вопрос об определении повреждений на них не рассматривается.

Схема замещения нулевой последовательности такой линии представлена на рис. 1, где

X'_c , X''_c — сопротивления систем, примыкающих к началу и к концу линии соответственно;

X_i — сопротивление i -го участка линии, расположенного между двумя отпайками;

y_i — проводимость i -й отпайки;

I'_1 , U'_1 и I''_1 , U''_1 — токи и напряжения в начале и в конце линии соответственно;

¹ В этой статье дается метод, отличающийся от опубликованного выше метода М. П. Розенкнапа.

$n_i = \frac{X'_i}{X_i}$; X'_i — сопротивление от начала i -го участка до места повреждения;
 U_0 — напряжение нулевой последовательности в точке короткого замыкания.

Представим схему замещения нулевой последовательности линии в виде левого (L) и правого (P) четырехполюсников, примыкающих к i -му участку линии (рис. 2). Учитывая, что зажимы I' и I'' четырехполюсников закорочены, напишем уравнения:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для зажимов } 2' \quad U'_2 = B'_i I'_1 \text{ и } I'_2 = D'_i I'_1; \\ \text{для зажимов } 2'' \quad U''_2 = B''_i I''_1 \text{ и } I''_2 = D''_i I''_1. \end{array} \right\} \quad (1)$$

Для точки короткого замыкания запишем следующее уравнение, отражающее равенство в ней напряжений, определенных слева и справа:

$$U'_2 + n_i X_i I'_2 = U''_2 + (1 - n_i) X_i I''_2.$$

Из последнего уравнения, принимая во внимание выражения (1), после соответствующих преобразований получим:

$$n_i = \frac{(B''_i + X_i D''_i) K_i - B'_i}{X_i D''_i K_i + X_i D'_i},$$

где

$$K_i = \frac{I''_1}{I'_1}.$$

Окончательно запишем:

$$n_i = \frac{a_i K_i - b_i}{c_i K_i + d_i}, \quad (2)$$

где

$$a_i = B''_i + X_i D''_i;$$

$$b_i = B'_i;$$

$$c_i = X_i D''_i$$

и

$$d_i = X_i D'_i.$$

Мы видим, что n_i является дробно-линейной функцией K_i (a_i, b_i, c_i, d_i — положительные числа).

Пределы изменения K_i будут определяться пределами изменения n_i . А так как $0 \leq n_i \leq 1$, то из (2) следует:

$$K_i = \frac{b_i}{a_i} \text{ при } n_i = 0;$$

$$K_i = \frac{d_i + b_i}{a_i - c_i} \text{ при } n_i = 1,$$

откуда

$$\frac{b_i}{a_i} \leq K_i \leq \frac{d_i + b_i}{a_i - c_i}. \quad (3)$$

Для границы i -го и $(i+1)$ -го участков будем иметь:

$$K_i|_{n_i=1} = K_{i+1}|_{n_{i+1}=0}$$

или

$$\frac{d_i + b_i}{a_i - c_i} = \frac{b_{i+1}}{a_{i+1}}.$$

Тогда из (3) следует, что

$$K_i \leq K_{i+1} \quad (4)$$

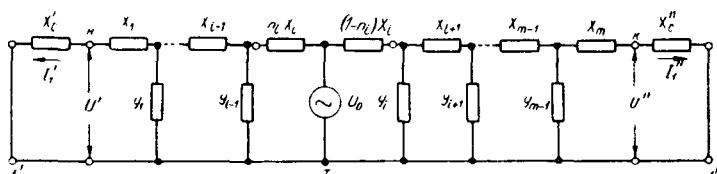


Рис. 1. Схема замещения нулевой последовательности для линии с числом отпаек $(m-1)$.
 T — точка короткого замыкания.

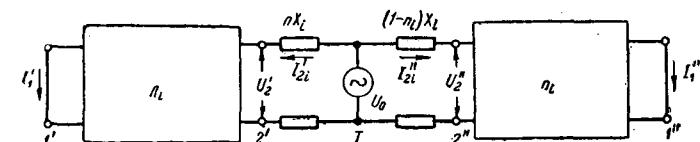


Рис. 2. Схема замещения линии с выделенным i -м участком.

(знак равенства соответствует точке сопряжения участков).

Из (3) и (4) заключаем, что K_i является возрастающей функцией в пределах участка i , а также при возрастании i . Другими словами, по мере удаления точки короткого замыкания от начала к концу линии, K_i возрастает, а следовательно, и является однозначной функцией от точки короткого замыкания.

Формула (2) лежит в основе расчетного метода.

Придадим формуле (2) другой вид, считая известными K_i для границ участка:

Обозначим:

$$K_{0i} = \frac{b_i}{a_i}; \quad K_{1i} = \frac{d_i + b_i}{a_i - c_i}; \quad \beta_i = \frac{c_i}{d_i}.$$

Тогда

$$n_i = \frac{a_i K_i - b_i}{c_i K_i + d_i} = \frac{a_i (K_i - K_{0i})}{d_i (\beta_i K_i + 1)}.$$

Далее

$$K_{1i} = \frac{d_i + b_i}{a_i - c_i} = \frac{d_i + a_i K_{0i}}{a_i - \beta_i d_i} = \frac{1 + \frac{a_i}{d_i} K_{0i}}{\frac{a_i}{d_i} - \beta_i},$$

откуда

$$\frac{a_i}{d_i} = \frac{1 + \beta_i K_{1i}}{K_{1i} - K_{0i}}.$$

Окончательно получим:

$$n_i = \frac{(1 + \beta_i K_{1i}) (K_i - K_{0i})}{(1 + \beta_i K_i) (K_{1i} - K_{0i})}. \quad (5)$$

Формула (5) лежит в основе экспериментального метода.

Общий вид формул (2) и (5) не изменится, если в начале и конце линии будут измеряться напряжения нулевой последовательности U'_1 и U''_1 . Так как

$$I'_1 = \frac{U'_1}{X'_e}; \quad I''_1 = \frac{U''_1}{X''_e},$$

то формулы (2) и (5) можно привести к виду:

$$n_i = \frac{\alpha a_i K_{ui} - b_i}{\alpha c_i K_{ui} + d_i}; \quad (2')$$

$$n_i = \frac{(1 + \alpha \beta_i K_{1i}) (K_i - K_{0i})}{(1 + \alpha \beta_i K_i) (K_{1i} - K_{0i})}, \quad (5')$$

где

$$\alpha = \frac{X'_o}{X''_o}.$$

Соотношение (3) примет при этом вид

$$\frac{b_i}{\alpha a_i} \leq K_{ui} \leq \frac{b_i + d_i}{\alpha (a_i - c_i)}. \quad (3')$$

Остановимся на практической стороне применения полученных выше результатов.

Для определения места повреждения необходимо для каждого участка ЛЭП определить из опытов формулу (5) и значения K_{0i} и K_{1i} (экспериментальный метод) или вычислить формулу (2), K_{0i} и K_{1i} (расчетный метод).

Участок i , на котором произошло повреждение, будет тот, для которого

$$K_{0i} \leq K_i \leq K_{1i}.$$

Зная участок повреждения, по формуле (5) или (2) для этого участка находим n_i , а затем и $l'_i = n_i l_i$.

Экспериментальный метод. Основным методом, как это признано в отношении линий любой конфигурации в [Л. 1], и в данном случае должен быть экспериментальный метод на основе формул (5) и (5').

Осуществляя искусственные короткие замыкания на отпайках, мы найдем K_{0i} и K_{1i} , а при искусственном коротком замыкании в средней части участка между отпайками мы найдем β_i , решая уравнение (5) относительно β_i при известном n_i и K_i .

В результате получим формулу (5) для i -го участка, в которой все постоянные будут определены из эксперимента.

Очевидно, при таком подходе погрешность в определении n_i будет минимальной, не зависящей от числа отпаек. Основным источником погрешности останется погрешность в определении K_i .

Покажем возможные пути снижения погрешности в определении n_i за счет погрешности в K_i . Погрешность

$$\Delta n_i = \frac{\partial n_i}{\partial K_i} \Delta K_i,$$

где ΔK_i — погрешность в определении K_i .

В свою очередь

$$\begin{aligned} \Delta K_i \frac{\partial K_i}{\partial I''_1} \Delta I''_1 + \frac{\partial K_i}{\partial I'_1} \Delta I'_1 &= \frac{\Delta I''_1}{I'_1} - \frac{I''_1}{(I'_1)^2} \Delta I' = \\ &= K_i \left(\frac{\Delta I''_1}{I'_1} - \frac{\Delta I'_1}{I'_1} \right) = K_i (\delta I''_1 - \delta I'_1), \end{aligned}$$

где $\delta I'_1$ и $\delta I''_1$ — относительные погрешности в измерении токов.

Из двух последних выражений получим:

$$\Delta n_i = \frac{\partial n_i}{\partial K_i} K_i (\delta I''_1 - \delta I'_1).$$

Из этого выражения видно, что для уменьшения Δn_i следует стремиться не только к уменьшению абсолютных значений $\delta I'_1$ и $\delta I''_1$, но и к их равенству. Отсюда практический вывод: при выборе приборов для измерения они должны иметь относи-

тельные погрешности одного знака и по возможности равные по значению.

Расчетный метод. Расчетный метод состоит в использовании формулы (2); входящие в нее коэффициенты определяются по выражениям, данным в приложении.

Для того чтобы судить о практических возможностях расчетного метода, остановимся на требованиях практики к точности измерения и количеству отпаек на ЛЭП.

Персоналу, ликвидирующему повреждение, безразлично значение относительной погрешности, но не безразлично значение абсолютной погрешности. Относительная погрешность в 10% для участка ЛЭП в 20 км будет ни чуть не хуже с точки зрения ликвидации повреждения, чем погрешность в 2% для ЛЭП длиной 100 км.

Учитывая реальные условия подхода и подъезда к месту повреждения, требования к точности следует оценивать ограниченной в разумных пределах абсолютной погрешностью, независимо от длины линии. В качестве таких пределов можно указать $\pm 3-5$ км.

Количество отпаек на ЛЭП ограничивается условиями обеспечения надежности электроснабжения и в подавляющем большинстве случаев не превосходит трех.

Найдем связь между погрешностью в измерении расстояния до места повреждения $\Delta l'_i$ и погрешностью в определении Δn_i . Напомним, что

$$n_i = \frac{X'_i}{X_i}.$$

В случае, если i -й участок линии выполнен однородно, как это обычно имеет место, то

$$n_i = \frac{X_{0i} l'_i}{X_{0i} l_i} = \frac{l'_i}{l_i},$$

откуда

$$l'_i = n_i l_i,$$

где l'_i — расстояние от начала i -го участка до точки короткого замыкания;

l_i — длина i -го участка;

X_{0i} — сопротивление линии на километр.

Тогда абсолютная погрешность

$$\Delta l'_i = \Delta n_i l_i,$$

а относительная погрешность

$$\Delta l'_i = \frac{\Delta l'_i}{l_i} = \Delta n_i.$$

Таким образом, относительная приведенная к длине i -го участка погрешность равна абсолютной погрешности в определении n_i .

Погрешность в определении n_i по формуле (2) связана с погрешностью в расчете коэффициентов a_i , b_i , c_i , d_i .

Структура выражений для этих коэффициентов такова (см. приложение), что погрешность при подсчете каждого из них возрастает с увеличением числа отпаек и длины ЛЭП. Однако, принимая во внимание изложенные выше требования к абсолютной погрешности измерения, ограниченное количество отпаек, а также результаты приведенных ниже экспериментов, можно утверждать, что

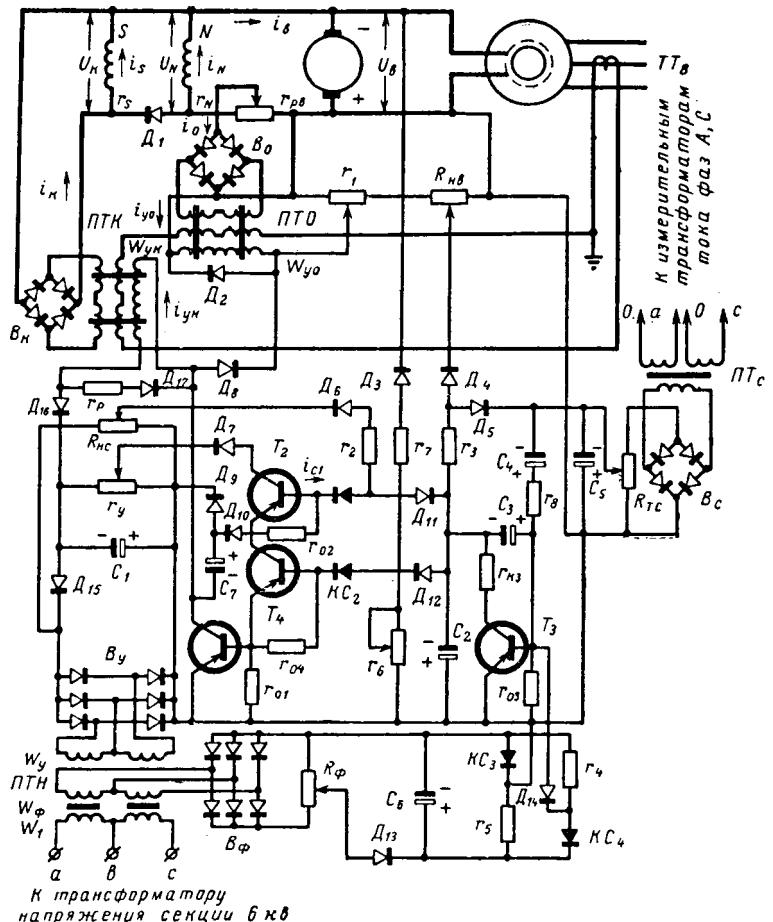


Рис. 1. Принципиальная схема автоматического регулятора возбуждения телеуправляемого синхронного двигателя.

1964 г. Всесоюзное совещание по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей [Л. 3], положившее начало единому подходу к определению задач и выбору законов автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей.

Совещанием признано наиболее целесообразным регулирование тока возбуждения на поддержание постоянства напряжения на выводах двигателей (в узлах нагрузки), создающее возможность для предотвращения нарушения устойчивости нагрузки, благоприятные условия для прямого пуска и самозапуска электродвигателей и наилучшим образом решающее народнохозяйственную задачу по поддержанию качества электрической энергии у токо-приемников [Л. 4—7].

Рекомендации, изложенные в [Л. 3], являясь принципиальными и общими, естественно, не могут быть исчерпывающими при разработке конкретных схем автоматических регуляторов возбуждения (APB). Поэтому применительно к APB необслуживаемых синхронных двигателей с электромашинными возбудителями на общем валу, работающих с неударной нагрузкой, эти рекомендации должны быть дополнены следующими требованиями.

1. Поскольку действие АРВ основывается на принципе поддержания постоянства напряжения на выводах двигателя (в узле нагрузки), то для исключения недопустимого снижения устойчивости

самого двигателя должен быть ограничен нижний предел напряжения (тока) возбуждения.

2. Исключение только длительных перегрузок синхронного двигателя по току статора и напряжению (току) возбуждения. При кратковременных резких нарушениях режима (толчок нагрузки на валу или снижение напряжения на выводах при пуске соседних электродвигателей) ток возбуждения двигателя должен кратковременно повышаться в зависимости от абсолютного значения напряжения в сети (или независимо от него).

3. Потребление малой мощности управляющей частью АРВ от измерительных трансформаторов тока и напряжения. Это позволяет применять схему АРВ на всех синхронных двигателях, находящихся в эксплуатации, а на вновь вводимых отказаться от установки отдельных трансформаторов тока и напряжения, что упростит и удешевит первичную схему двигателя, снизит эксплуатационные расходы.

4. Силовая часть АРВ должна строиться на базе устройств токового компаундирования, повышающих устойчивость двигателей и исключающих возможные случаи перемагничивания возбудителей, с учетом повышения использования возбудителей в аварийных режимах при отсутствии у последних специальных обмоток для АРВ.

5. Поддержание нормального (номинального) режима работы синхронного двигателя с АРВ при исчезновении напряжения на одной фазе трансформатора напряжения, питающей цепи АРВ.

6. Улучшение (обеспечение) синхронизации синхронного двигателя при пусках и самозапусках.

7. Схема АРВ должна позволять (без существенной реконструкции) вводить дополнительные устройства для регулирования других параметров, а также регулировать любой параметр или группу параметров.

8. Схема АРВ должна строиться, как правило, на основе упрощенных схем пуска, управления и защиты синхронных двигателей [Л. 9 и 10]; быть простой, надежной и дешевой.

Известные схемы АРВ, применяемые для синхронных генераторов [Л. 11—13] и синхронных двигателей [Л. 8, 14 и 15], не удовлетворяют многим перечисленным требованиям.

АРВ для необслуживаемых (телеуправляемых) синхронных двигателей, удовлетворяющие рекомендациям [Л. 3] и перечисленным выше требованиям, эксплуатируются с 1963 г. Одна из таких схем изображена на рис. 1.

Силовая часть (СЧ) АРВ представляет собой управляемое устройство токового компаундирования с двумя подмагничиваемыми трансформаторами тока *ПТО* и *ПТК*. Обмотка возбуждения главных полюсов возбудителя разделена на две ветви, в каждую из которых входят последовательно соединенные обмотки возбуждения главных полюсов одной полярности (северной *N* и южной *S*). Ветви *N* и *S* соединены параллельно через диод D_1 , что обеспечивает их параллельную работу в нормаль-

ном режиме и раздельную в режиме форсировки возбуждения.

При форсировке возбуждения, когда $U_{\text{к.ф.}} \geq U_{\text{в.ф.}}$, токи компаундирования $i_{\text{к.ф.л}}$ для принятой СЧ и $i_{\text{к.ф.о}}$ для обычной [Л. 16] схемы компаундирования связаны соотношением

$$i_{\text{к.ф.л}} = i_{\text{к.ф.о}} - \frac{U_{\text{в.ф.}}}{r_N + r_{\text{п.в.}}}. \quad (1)$$

Соотношение (1) указывает на значительное уменьшение мощности, потребляемой СЧ АРВ от трансформатора тока TT_B , за счет улучшенного использования возбудителя. При этом создаются возможности для отказа в ряде случаев от устройств релейной форсировки возбуждения (УРФВ), уступающих АРВ в скорости действия.

Для уменьшения мощности, потребляемой СЧ в нормальном режиме, следует принимать по возможности меньшее значение тока i_k , поддерживая режим возбуждения за счет изменения тока i_0 , что очевидно из формулы

$$i_0 = \frac{U_B - i_B(r_{\text{п.в.}} + r_B)}{r_{\text{п.в.}}} + i_k, \quad (2)$$

где

$$r_B = \frac{r_N r_S}{r_N + r_S}.$$

Подобная схема СЧ АРВ может применяться для всех электромашинных возбудителей синхронных двигателей. Это весьма существенно для возбудителей, находящихся в эксплуатации и в большинстве случаев не имеющих дополнительных обмоток возбуждения, а также и для вновь проектируемых возбудителей, конструкция которых при отказе от дополнительной обмотки на полюсах будет проще, изготовление их несколько дешевле. При проектировании возбудителей следует учитывать необходимость упрощения СЧ. В ряде случаев можно упростить СЧ АРВ (например, отказ от ПТО и B_0) и на эксплуатируемых синхронных двигателях.

Управляющая часть (УЧ) АРВ выполнена на полупроводниковых приборах, обладающих быстродействием, малой потребляемой мощностью и, как показал опыт эксплуатации, высокой надежностью [Л. 17]. В УЧ входят следующие элементы управления.

Измерительный орган (ИО), общий для всех регулируемых АРВ параметров, состоит из кремниевого стабилизатора напряжения (типа Д-800), вольт-амперная характеристика которого изображена на рис. 2.

Вследствие высокой степени нелинейности рабочего участка характеристики KC_1 изменения приложенного к нему напряжения вызывают соответствующие резкие изменения тока i_{c1} , являющегося управляющим для промежуточного усилителя.

Промежуточный двухкаскадный усилитель (ПУ) состоит из транзисторов T_1 и T_2 и усиливает управляющий ток i_{c1} от ИО до величины

$$i_{\text{к.т.}} = \beta_1 \beta_2 i_{c1}, \quad (3)$$

где $i_{\text{к.т.}}$ — ток коллектора транзистора T_1 ;
 β_1, β_2 — коэффициенты усиления транзисторов T_1 и T_2 соответственно.

Формула (3) показывает, что сопротивление перехода эмиттер — коллектор транзистора является величиной переменной, уменьшающейся с ростом управляющего тока i_{c1} .

Из схемы АРВ (рис. 1) очевидно, что обмотки управления $w_{\text{у.к.}}$ и $w_{\text{у.о.}}$ подмагничиваемых трансформаторов PTK и PTO включены соответственно последовательно в цепь коллектора и параллельно переходу эмиттер — коллектор транзистора T_1 .

Поэтому при увеличении приложенного к KC_1 напряжения, пропорциональному напряжению на выводах двигателя (напряжению возбуждения, току статора), рост тока i_{c1} вызывает уменьшение сопротивления перехода эмиттер — коллектор транзистора T_1 , приводит к росту тока подмагничивания $i_{\text{у.к.}}$ и снижению тока подмагничивания $i_{\text{у.о.}}$ в трансформаторах PTK и PTO .

Такое изменение токов $i_{\text{у.к.}}$ и $i_{\text{у.о.}}$ приводит к уменьшению тока i_k и увеличению тока i_0 и, следовательно, снижению возбуждения двигателя. Если приложенное к KC_1 напряжение будет уменьшаться, то, как нетрудно видеть, возбуждение двигателя будет повышаться.

Датчики напряжения сети (ДНС), тока статора (ДТС) и напряжения возбуждения (ДНВ) представляют собой потенциометры $R_{\text{н.с.}}$, $R_{\text{т.с.}}$, $R_{\text{п.в.}}$, к которым приложены выпрямленные напряжения, пропорциональные напряжению на выводах двигателя, току статора и напряжению возбуждения. Изменение уставок АРВ по напряжению сети, току статора и напряжению возбуждения может быть произведено перемещением движков этих потенциометров, что изменит величины напряжений, подводимых к ИО АРВ.

Допустим, что АРВ поддерживает напряжение на выводах двигателя и режим работы ИО определяется точкой на рис. 2. Тогда при снижении этого напряжения уменьшится ток i_{c1a} , а напряжение возбуждения возрастет. Если напряжение возбуждения или ток статора двигателя превзойдет заданные уставки, то АРВ будет поддерживать заданное напряжение возбуждения или ток статора. Переход АРВ на поддержание напряжения возбуждения или тока статора двигателя осуществляется с задержкой, определяемой временем заряда конденсатора C_2 до напряжения $U_{\text{пр.1}}$ (рис. 2).

Реле времени (РВ) состоит из конденсаторов C_2 , C_3 , зарядного сопротивления r_3 и транзистора T_3 . Конденсатор C_3 , реагирующий на скорость подъ

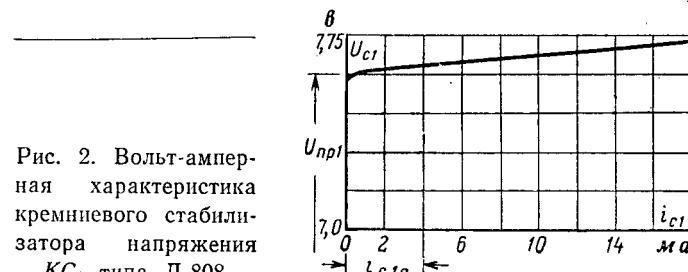


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилизатора напряжения KC_1 типа Д-800.

ема напряжения на обкладках конденсатора C_2 , позволяет получить при меньших емкостях большую выдержку времени.

В нормальном режиме транзистор T_3 закрыт. Если его открыть, то конденсатор C_2 разрядится, ИО окажется закороченным и не будет реагировать ни на напряжение возбуждения, ни на ток статора двигателя. Таким образом осуществляется вывод из действия датчиков напряжения возбуждения и тока статора двигателя при срабатывании устройств форсировки возбуждения.

Устройство форсировки возбуждения по производной тока статора (УФВ I) является быстродействующим элементом, содержащим один конденсатор C_4 . Зарядный ток конденсатора C_4 открывает транзистор T_3 . УФВ I обеспечивает кратковременное, зависящее от напряжения на выводах двигателя повышение возбуждения при толчках тока статора (симметричных и несимметричных) двигателя. Если требуется в подобных случаях кратковременная форсировка возбуждения двигателя независимо от напряжения на его выводах, то следует соединить движок потенциометра $R_{n.c}$ с сопротивлением r_3 , разомкнув цепь через r_2 . Такое соединение целесообразно для АРВ синхронных двигателей, работающих на ударную нагрузку, и может благоприятно сказаться на синхронизации двигателя при пусках и самозапусках.

Длительность повышенного (форсированного) возбуждения двигателя определяется величиной повышения тока статора и ограничивается выдержкой реле РВ.

Устройство форсирования возбуждения по напряжению сети (УФВ U) состоит из измерительного моста с двумя линейными (r_5, r_4) и двумя нелинейными сопротивлениями (KC_3, KC_4), в качестве которых применены кремниевые стабилизаторы напряжения. Выходная диагональ моста подключена к сигнальной цепи транзистора T_3 так, чтобы при снижениях напряжения сети по ней протекал ток. Форсировка возбуждения осуществляется на время снижения напряжения сети до величины менее чем $0,85 U_n$ и ограничивается выдержкой времени защиты двигателя. Уставка УФВ U задается положением движка R_Φ .

Ограничитель минимального напряжения возбуждения (ОМНВ), необходимый в тех случаях, когда увеличение сопротивления обмоток возбуждения возбудителя при прогреве оказывает заметное влияние на напряжение возбуждения, а также при регулировании возбуждения двигателя в нормальном режиме за счет изменения тока i_0 . Ограни-

читель выполнен с помощью триода T_4 , кремниевого стабилизатора напряжения KC_2 и делителя напряжения (r_6, r_7). Уставка ОМНВ задается положением движка сопротивления r_6 .

При снижении напряжения возбуждения до уставки ОМНВ транзистор T_4 начинает закрываться, уменьшая сигнальный ток в триоде T_1 , и препятствует дальнейшему снижению напряжения возбуждения.

Стабилизирующее устройство (СУ), состоящее из конденсатора C_7 с диодами D_9, D_{10} , реагирует на изменение напряжения на зажимах эмиттер—коллектор транзистора T_1 , воздействуя на сигнальный ток последнего.

При срабатывании УФВ U и УФВ I кремниевые стабилизаторы KC_1 и KC_2 шунтируются открытым триодом T_3 . Тем самым в отличие от известных АРВ исключается влияние СУ на снижение скорости роста напряжения возбуждения и одновременно осуществляется защита KC_1 и KC_2 от протекания чрезмерно больших токов.

Устройство контроля напряжения (УКН), обеспечивающее нормальную работу двигателя при исчезновении напряжения на одной из фаз трансформатора напряжения (ТН), питающего АРВ, состоит из одного конденсатора C_6 , установленного на выходе выпрямителя B_Φ . Величина емкости C_6 , выбирается такой, чтобы при исчезновении напряжения на одной фазе ТН напряжение на емкости уменьшилось не более чем на $1-2\%$. В этом случае ложное действие УФВ U исключается и превышение напряжения возбуждения и тока статора сверх заданных значений не будет иметь места, если обмотки ПТН, питающие выпрямитель B_y , рассчитаны с учетом снижения выпрямленного напряжения.

Для облегчения теплового режима транзистора T_1 этот запас может быть уменьшен за счет включения на выход выпрямителя B_y конденсатора C_1 . При этом быстродействие АРВ в аварийных режимах сохраняется, так как пусковым органом форсировки возбуждения во всех случаях является УФВ I, создающее предельное возбуждение на время, определяемое реле РВ, значительно большее времени разряда конденсатора C_6 до напряжения срабатывания УФВ U при понижении напряжения сети.

Далее в статье кратко излагаются результаты испытаний и эксплуатации синхронного двигателя МС-322-8/6 с АРВ, приводящего во вращение центробежный насос².

При пуске от полного напряжения сети с открытой у насоса задвижкой, когда мощность на валу в конце пуска составляла $1,14 P_n$, двигатель синхронизировался через 2,3 сек после достижения скорости $0,92 n_n$ аналогично описанному в [Л. 16].

После включения АРВ двигатель, работавший в асинхронном режиме с той же нагрузкой и средним скольжением $5,3\%$, синхронизировался через 1,6 сек.

При пуске соседнего электродвигателя, когда напряжение на системе шин было выше напряжения срабатывания устройств релейного форсирования

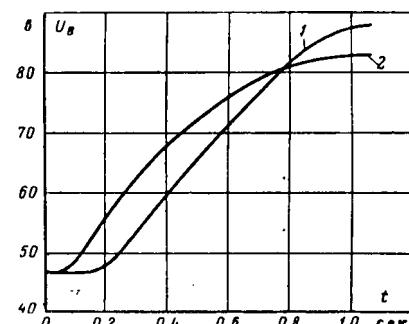


Рис. 3. Кривые роста напряжения возбуждения синхронного двигателя МС-322-8/6 с возбудителем ПН-400, 65 в, 320 а при нормальном напряжении на его выводах, создаваемые: 1—устройством релейного форсирования возбуждения; 2—автоматическим регулятором возбуждения.

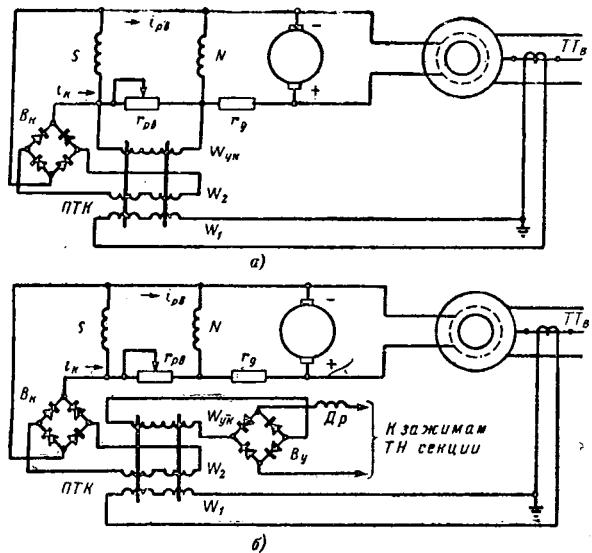


Рис. 4. Принципиальные схемы автоматических регуляторов возбуждения синхронных двигателей при частичной автоматизации регулирования возбуждения.

возбуждения (УРФВ), АРВ создавал кратность тока возбуждения, равную $1,76 I_n$.

На рис. 3 приведены для сопоставления кривые нарастания напряжения возбуждения при форсировании возбуждения от АРВ и УРФВ.

Выполненные АРВ поддерживают вполне устойчиво и с достаточной точностью ($\pm 1.5\%$) заданные параметры. Разброс характеристик транзисторов T_1, T_2, T_4 и их зависимость от температуры практически не оказывают влияния на уставки АРВ и точность поддержания заданных величин, так как используемые в качестве ИО кремниевые стабилизаторы напряжения имеют на рабочем участке очень малые динамические сопротивления и малые температурные коэффициенты напряжения [Л. 18]. Только к транзистору T_3 , влияющему на уставки АРВ, предъявляется требование стабильности во времени тока сквозной проводимости коллектора i_{k3} при напряжении на выводах эмиттер — коллектор $U_{ak3} \approx U_{pr1}$ и шунтированных зажимах эмиттер — база сопротивлением r_{03} (типа ММТ-8).

Мощность, потребляемая ПТН и ПТ_с от измерительных трансформаторов напряжения и тока, составляет соответственно около 20 и 7 вт. Стоимость оборудования и материалов для АРВ синхронных двигателей мощностью до 3000 ква, 1000 об/мин составляет 60 руб. при изготовлении B_n, B_0, B_y и D_1 из селеновых выпрямительных элементов и 100 руб. при использовании для них диодов типа Д-300. Находящиеся в эксплуатации с 1963 г. АРВ показали вполне удовлетворительные качества.

При неполном объеме автоматизации на синхронных двигателях с электромашинными возбудителями, работающими на неударную нагрузку,

можно применять простейшие схемы токового компаундирования, изображенные на рис. 4.

Выводы. 1. Учитывая удовлетворительные результаты эксплуатации, схему АРВ синхронных двигателей (рис. 1) можно рекомендовать к применению при выполнении полного объема автоматизации регулирования возбуждения. Эта схема может быть использована также при разработке схем АРВ синхронных двигателей со статической системой возбуждения.

2. При выполнении частичной автоматизации регулирования возбуждения для синхронных двигателей с электромашинными возбудителями можно применить более простые схемы АРВ, изображенные на рис. 4.

Литература

1. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.
2. Под редакцией И. А. Сыромятникова, Синхронные двигатели, сб. статей, Госэнергоиздат, 1959.
3. Логинов С. И. и Михайлов В. В., Всесоюзное совещание по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей, «Электричество», 1964, № 7.
4. Мельников Н. А., Регулирование напряжения в энергосистемах и повышение качества электрической энергии, «Электричество», 1962, № 8.
5. Константинов Б. А., О качестве напряжения на промышленных предприятиях, «Электричество», 1963, № 5.
6. Мельников Н. А., Повышение качества электрической энергии — важная народнохозяйственная задача, «Электрические станции», 1963, № 9.
7. Кетнер К. К., За повышение качества электроэнергии, «Электрические станции», 1963, № 9.
8. Петелин Д. П., Автоматическое регулирование возбуждения синхронных двигателей, Госэнергоиздат, 1961.
9. Сыромятников И. А., Требования к синхронным двигателям и их системам управления и защиты, «Электричество», 1953, № 5.
10. О применении надежных схем пуска асинхронных и синхронных электродвигателей, Эксплуатационный циркуляр № Э-5/54, ТУ МЭС, 1954.
11. Соловьев И. И., Автоматизация энергетических систем, Госэнергоиздат, 1956.
12. Иносов В. Л. и Цукерник Л. В., Компаундирование и электромагнитный корректор напряжения синхронных генераторов, Госэнергоиздат, 1954.
13. Веденеев Г. М., Полупроводниковые регуляторы и стабилизаторы в импульсном режиме, «Электричество», 1964, № 9.
14. Костюк О. М., Рыбинский В. Е. и Цукерник Л. В., Самонастраивающийся автоматический регулятор возбуждения для синхронных двигателей, «Энергетика и электропромышленность», Киев, 1961, № 2.
15. Костюк О. М., Рыбинский В. Е. и Цукерник Л. В., Расширение области применения электромагнитных автоматических регуляторов напряжения, «Энергетика и электропромышленность», Киев, 1963, № 4.
16. Юхов В. В., Компаундирование синхронных двигателей при глухом подключении возбудителя, «Электричество», 1959, № 3.
17. Юхов В. В. и Кузнецов В. Ф., Автоматический регулятор напряжения аккумуляторных батарей, «Электрические станции», 1962, № 8.
18. Веденеев Г. М. и Вершин В. Е., Кремниевые стабилитроны, Госэнергоиздат, 1961.

[31.5.1965]



Повышение динамической точности следящего привода фрезерных станков с цифровым программным управлением

И. Б. РУБАШКИН и К. И. ПАЛК

Ленинград

Необходимость в исходной информации о замедлении скорости подач рабочих органов современных фрезерных станков на участках запрограммированного пути, на которых неизбежны значительные динамические ошибки исполнительной системы вследствие больших ускорений двигателей, усложняет составление программы для тяжелых станков объемного фрезерования с цифровым программным управлением.

Применение комбинированного управления позволяет значительно уменьшить динамическую ошибку исполнительной следящей системы, так как при этом используется в качестве регулирующего воздействия основное возмущение, что делает систему при соблюдении определенных условий близкой к инвариантной [Л. 1 и 2].

Если для управления следящей системой используется принцип регулирования «по отклонению» (рис. 1, а), то ошибка $\epsilon(p)$ отработки входного воздействия $\theta_{\text{вх}}(p)$ будет характеризоваться выражением

$$\epsilon(p) = \frac{1}{1 + W_1(p) W_2(p) W_{o.c}(p)} \theta_{\text{вх}}(p), \quad (1)$$

где $W_1(p)$ и $W_2(p)$ — передаточные функции прямой цепи;

$W_{o.c}(p)$ — передаточная функция цепи обратной связи.

Как следует из выражения (1), в системах регулирования по отклонению полное устранение ошибки отработки входного воздействия $\theta_{\text{вх}}(p)$ невозможно.

Если для управления следящей системой используется принцип регулирования «по отклонению и возмущению» (рис. 1, б), т. е. применяется комбинированная система, то ошибка отработки входного воздействия будет равна:

$$\epsilon(p) = \frac{1 - W_k(p) W_2(p) W_{o.c}(p)}{1 + W_1(p) W_2(p) W_{o.c}(p)} \theta_{\text{вх}}(p), \quad (2)$$

где $W_1(p)$ и $W_2(p)$ — передаточные функции участков прямой цепи;

$W_{o.c}(p)$ — передаточная функция цепи обратной связи по перемещению;

$W_k(p)$ — передаточная функция цепи, осуществляющей связь по возмущению (компенсирующей цепи).

Эта ошибка может быть равна нулю при

$$W_k(p) = \frac{1}{W_2(p) W_{o.c}(p)}. \quad (3)$$

При этом параметры звеньев и структура цепи, осуществляющей связь по возмущению, не влияют на устойчивость системы, так как параметры цепи связи по возмущению входят только в правую часть уравнения динамики системы (2).

Структурная схема комбинированной исполнительной следящей системы фрезерного станка

с цифровым программным управлением, разработанной в Особом конструкторском бюро станкостроения на основе быстродействующей следящей системы копировально-фрезерных станков [Л. 3], изображена на рис. 2.

Входным воздействием $\theta_{\text{вх}}(p)$ этой системы является информация в виде последовательности импульсов. Сравнение числа импульсов, поступающих с программируемого устройства и с устройства обратной связи по перемещению рабочего органа, осуществляется в элементе сравнения ЭС, показания которого преобразуются в дешифраторе \mathcal{D} в напряжение, пропорциональное ошибке исполнительной системы. Это напряжение усиливается электронным и электромашинным усилителями. Исполнительный двигатель, питаемый по системе $\mathcal{G}-\mathcal{D}$ от электромашинного усилителя, перемещает рабочий орган через редуктор P .

Жесткая отрицательная обратная связь по скорости \mathcal{JOSC} осуществляется при помощи тахогенератора. Стабилизирующие звенья — гибкая связь по скорости \mathcal{GSC} и гибкая связь по току поперечной цепи электромашинного усилителя $\mathcal{GСПТ}$ — обеспечивают устойчивость системы на всем диапазоне рабочих подач. Устройство обратной связи по перемещению $\mathcal{ОСП}$ формирует импульсы через равные промежутки перемещения рабочего органа.

Для упрощения структуры цепи, осуществляющей связь по возмущению, целесообразнее вводить ее в точке b (рис. 2). Условия инвариантности в этом случае выполняются при

$$W_k(p) = \frac{1}{\frac{k_p}{p} [k_{o.c}]} \quad (4a)$$

Однако в этом случае потребовался бы дополнительный сервомеханизм, мощность которого соизмерима с мощностью исполнительного двигателя системы.

В настоящей статье рассмотрен случай подачи сигнала связи по возмущению на вход первого каскада электронного усилителя [точка a (рис. 2)]. При этом

$$W_k(p) = \frac{1}{W'_2(p) W_6(p) W_{o.c}(p)} = \frac{1}{W'_2(p) \frac{k_p}{p} k_{o.c}}, \quad (4b)$$

где $W'_2(p)$ — передаточная функция цепи следящей системы, включающей электронный усилитель, электромашинный усилитель, гибкие и жесткие обратные связи;

$W_6(p) = \frac{k_p}{p}$ — передаточная функция редуктора следящей системы;

$W_{o.c}(p) = k_{o.c}$ — передаточная функция устройства обратной связи по перемещению.

При медленно меняющихся входных воздействиях соотношения для реализации связи по вход-

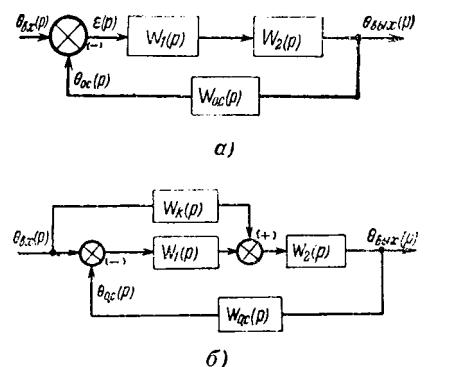


Рис. 1. Структурные схемы следящей (а) и комбинированной (б) систем.

цифровым программным управлением (одна координата).

ному возмущению можно получить при рассмотрении коэффициентов ошибки системы [Л. 4]. Последние определяются разложением выражения для ошибки системы в ряд МАКЛОРЕНА:

$$\varepsilon(p) = \Phi_\varepsilon(p) \theta_{\text{вх}}(p) = \left[\Phi_\varepsilon(0) + \frac{p}{1!} \Phi'_\varepsilon(0) + \frac{p^2}{2!} \Phi''_\varepsilon(0) + \dots + \frac{p^n}{n!} \Phi^n_\varepsilon(0) + \dots \right] \theta_{\text{вх}}(p), \quad (5)$$

где $\Phi_\varepsilon(p)$ — передаточная функция замкнутой системы по ошибке; $\Phi_\varepsilon(0)$, $\Phi'_\varepsilon(0)$, $\Phi''_\varepsilon(0)$ — коэффициенты ошибки.

Условием сходимости данного ряда является соблюдение неравенства

$$p \leq p_{\text{гр}}.$$

Это означает, что выражение (5) справедливо при входных воздействиях, скорость изменения которых ограничена.

Для определения значения $p_{\text{гр}}$ можно воспользоваться известным методом [Л. 5].

Для того чтобы система обладала астатизмом первого порядка относительно медленно меняющегося входного воздействия, необходимо чтобы $\Phi_\varepsilon(0) = 0$; астатизмом второго порядка обладает система при условии $\Phi_\varepsilon(0) = \Phi'^\varepsilon(0) = 0$.

Условие

$$\Phi_\varepsilon(0) = \Phi'_\varepsilon(0) = \Phi''_\varepsilon(0) = \dots = \Phi_{\varepsilon \text{ макс}}(0) = 0,$$

где $k_{\text{макс}}$ — показатель максимальной степени чисителя передаточной функции $\Phi_\varepsilon(p)$, соответствует случаю полного устранения вынужденной и переходной ошибок.

Допустим, что в выражении (2)

$$W_2(p) W_{\text{o.c}}(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{a_m p^m + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0} \quad (6)$$

является известной, а

$$W_k(p) = \frac{C(p)}{D(p)} = \frac{c_p p^p + \dots + c_1 p}{d_q p^q + \dots + d_1 p + d_0}$$

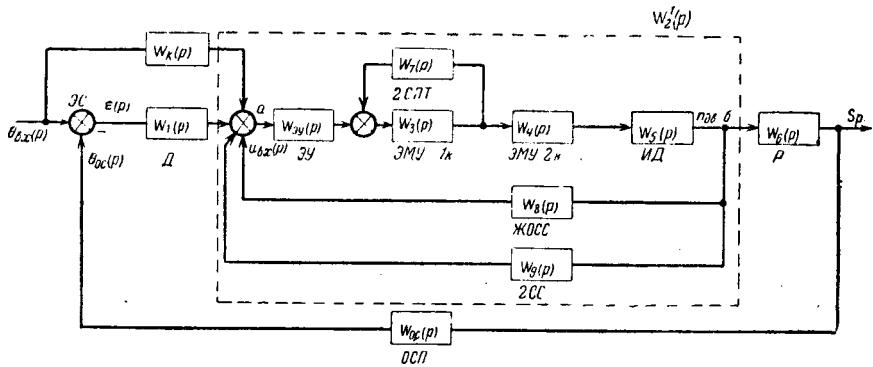


Рис. 2. Структурная схема комбинированной следящей системы фрезерного станка с цифровым программным управлением (одна координата).

искомой функциями. Примем также для простоты, что $W_1(p) = 1$, тогда

$$\Phi_\varepsilon(p) = \frac{B(p)D(p) - A(p)C(p)}{D(p)[A(p) + B(p)]}; \quad (7)$$

здесь $\Phi_\varepsilon(0) = 0$, т. е. рассматриваемая комбинированная система имеет астатизм первого порядка.

Для того чтобы система имела астатизм второго порядка, необходимо, чтобы

$$\Phi'_\varepsilon(0) = \frac{b_1 d_0 - a_0 c_1}{a_0 d_0} = 0, \quad (8a)$$

т. е.

$$c_1 = \frac{b_1}{a_0} d_0. \quad (8b)$$

При выбранном значении d_0 величина c_1 определяется однозначно.

При соблюдении равенства $\Phi''_\varepsilon(0) = 0$ получаем уравнение

$$b_2 d_0 + b_1 d_1 - a_1 c_1 - a_0 c_2 = 0, \quad (9)$$

решение которого совместно с (8a) позволяет найти коэффициенты c_1 и c_2 передаточной функции $W_k(p)$ комбинированной системы с астатизмом третьего порядка.

Медленно меняющиеся входные воздействия в исполнительных следящих системах фрезерных станков с цифровым программным управлением характерны при обработке плоских поверхностей или поверхностей с малой кривизной. При воспроизведении поверхностей с большой кривизной (окружность малого радиуса) входное воздействие будет быстро меняющимся. В этом случае ряд (5) не сходится и анализ ошибок системы и синтез компенсирующей цепи, удовлетворяющей определенным требованиям к точности системы, производится частотным методом.

В соответствии с преобразованной структурной схемой комбинированной следящей системы, представленной на рис. 3, передаточная функция системы будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{\theta_{\text{o.c}}(p)}{\theta_{\text{вх}}(p)} = \Phi_k(p) \Phi_0(p) = \left[\frac{W_k(p)}{W_1(p)} + 1 \right] \left[\frac{W_1(p) W_2(p) W_{\text{o.c}}(p)}{1 + W_1(p) W_2(p) W_{\text{o.c}}(p)} \right]. \quad (10)$$

Рассматриваемая система инвариантна относительно входного воздействия при выполнении условия (3), что соответствует равенству логарифмических амплитудных частотных характеристик

$$L_{\Phi_k}(\omega) = -L_{\Phi_0}(\omega). \quad (11)$$

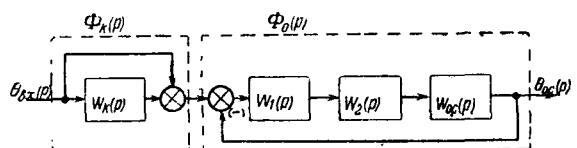


Рис. 3. Преобразованная структурная схема комбинированной следящей системы.

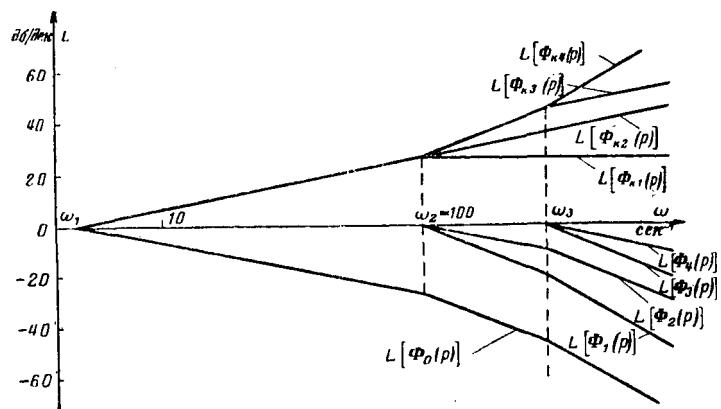


Рис. 4. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики следящей системы и цепи компенсации¹.

При этом

$$\Phi_k(p) = 1 + \frac{W_k(p)}{W_1(p)}, \quad (12)$$

$$\Phi_0(p) = \frac{W_1(p) W_2(p) W_{0.c}(p)}{1 + W_1(p) W_2(p) W_{0.c}(p)}. \quad (13a)$$

При этом амплитудная частотная характеристика комбинированной системы будет иметь вид бесконечной полосы с амплитудой, равной единице, а фазочувствительная характеристика будет равна нулю на всех частотах, т. е.

$$\left. \begin{array}{l} \Phi(\omega) \equiv 1; \\ \varphi(\omega) = 0. \end{array} \right\} \quad (13b)$$

Реализация компенсирующей цепи, удовлетворяющей условию (3), затруднена, в частности, вследствие нелинейности характеристик звеньев системы, и в первую очередь самой компенсирующей цепи. Для практических целей часто целесо-

образнее использовать частичную инвариантность, так называемую «инвариантность до ϵ ». При этом мерой выполнения условия инвариантности служит совпадение обратной характеристики замкнутой системы $\Phi_0(p)$ и характеристики $\Phi_k(p)$.

Для выбора структурной схемы и расчета параметров компенсирующей цепи необходимо произвести оценку ошибки комбинированной системы с частичной инвариантностью по входному воздействию. Рассмотрим несколько характерных случаев частичной компенсации следящей системы, логарифмическая частотная характеристика которой $L_{\Phi_0}(\omega)$ изображена на рис. 4.

Проанализируем первый случай, когда передаточная функция реализованной цепи компенсации имеет вид:

$$\Phi_{k1}(p) = \frac{\frac{1}{\omega_1} p + 1}{\frac{1}{\omega_2} p + 1}. \quad (14)$$

Условие инвариантности при этом выполняется согласно выражению (11) до ω_2 (рис. 4). Передаточная функция звена компенсации в этом случае равна:

$$W_{k1}(p) = k_d \frac{\left(\frac{1}{\omega_1} - \frac{1}{\omega_2}\right)p}{\frac{1}{\omega_3} p + 1}, \quad (15)$$

где $k_d = W_1(p)$ — передаточная функция дешифратора. Передаточная функция комбинированной системы имеет такой вид:

$$\Phi_1(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_2} p + 1\right)^2 \left(\frac{1}{\omega_3} p + 1\right)}. \quad (16)$$

На основании выражения для ошибки получим:

$$\epsilon(p) = [1 - \Phi(p)] \theta_{ex}(p). \quad (17)$$

Если учесть выражение (16) для данной скорости v обхода окружности с радиусом R , т. е. для угловой частоты $\omega = \frac{v}{R}$, то

$$\left. \begin{aligned} \epsilon(t) = & \frac{R \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right) \sqrt{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 + \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} \right]^2 + 4 \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 + 2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]}} \cos(\omega t + \varphi) + \\ & + \frac{R \frac{\omega}{\omega_3}}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_3} - 1 \right)^2 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 \right]} e^{-t\omega_3} + \frac{R \frac{\omega}{\omega_2} \left[3 \frac{\omega_2}{\omega_3} - 2 + \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} \right]}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_3} - 1 \right)^2 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]^2} e^{-t\omega_2} + \frac{R \frac{\omega}{\omega_2}}{\left(\frac{1}{\omega_3} - \frac{1}{\omega_2} \right) \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]} t e^{-t\omega_2}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

¹ На рис. 4 вместо $L[\Phi(p)]$ следует читать $L_{\Phi_0}(\omega)$. Опечатка допущена по вине авторов.

Амплитуда первого слагаемого выражения (18) соответствует установившемуся значению ошибки. Второе, третье и четвертое слагаемые характеризуют свободную составляющую процесса.

Из выражения (18) следует, что при

$$\frac{\omega}{\omega_2} \ll 1 \text{ и } \frac{\omega}{\omega_3} \ll 1$$

установившееся значение ошибки стремится к нулю. Рассмотрим второй случай, когда

$$\Phi_{k_2}(p) = \frac{1}{\omega_1} p + 1. \quad (19)$$

Условие инвариантности здесь выполняется полностью до ω_2 и частично до ω_3 (рис. 4). Передаточная функция компенсирующего звена для этого случая будет равна:

$$W_{k_2}(p) = \frac{k_2}{\omega_1} p, \quad (20)$$

а передаточная функция комбинированной системы

$$\Phi_2(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_2} p + 1\right) \left(\frac{1}{\omega_3} p + 1\right)}. \quad (21)$$

Ошибка воспроизведения окружности с радиусом R при результирующей скорости подачи v будет характеризоваться выражением

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) = & \frac{R\omega}{\frac{1}{\omega_2} - \frac{1}{\omega_3}} \left[\frac{\frac{1}{\omega_3^2}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2} e^{-t\omega_3} - \frac{\frac{1}{\omega_2^2}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} e^{-t\omega_2} \right] + \\ & + R \frac{\omega}{\omega_2 \omega_3} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2 + \omega_3}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2\right]}} \times \\ & \times \sin(\omega t + \varphi), \end{aligned} \quad (22)$$

где

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega} - \arctg \frac{\omega}{\omega_2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_3};$$

$$\omega = \frac{v}{R}.$$

При $\frac{\omega}{\omega_2} \ll 1$ и $\frac{\omega}{\omega_3} \ll 1$ установившееся значение ошибки стремится к нулю, а переходная составляющая ошибки зависит от соотношения частот ω_2 и ω_3 .

Расчет ошибок комбинированной системы при других видах передаточной функции компенсирующего звена аналогичен вышеуказанным. Выражения для определения ошибок при различных видах $\Phi_k(p)$ приведены в таблице.

Все расчетные данные в таблице, как и в выражениях (18) и (22), приведены для нулевых начальных условий, когда возмущение происходит в момент времени $t=0$.

Как указывалось выше, линейные зависимости как в самой системе, так и в звеньях компенсирующей цепи ограничены, причем наиболее характерной является нелинейность типа «насыщение».

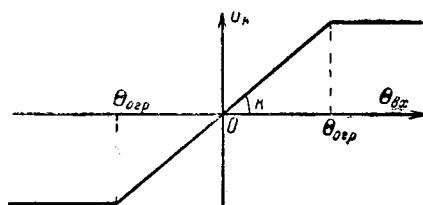


Рис. 6. Статическая характеристика нелинейности типа «насыщение».

Рассмотрим вопрос учета влияния нелинейности этого типа в цепи компенсации на величину ошибки комбинированной системы. Статическая характеристика нелинейности рассматриваемого вида приведена на рис. 5.

Передаточная функция цепи компенсации при наличии в ней нелинейности типа «насыщение» имеет вид:

$$\Phi_k(p) = q(\theta_{bx}) \frac{W_k(p)}{k_2} + 1. \quad (23)$$

Коэффициент гармонической линеаризации $q(\theta_{bx})$ может быть вычислен по формуле [Л. 6]

$$q(\theta_{bx}) = \frac{2k}{\pi} \left[\arcsin \frac{\theta_{0gp}}{\theta_{bx}} + \frac{\theta_{0gp}}{\theta_{bx}} \sqrt{1 - \left(\frac{\theta_{0gp}}{\theta_{bx}} \right)^2} \right] \quad (24)$$

при

$$|\theta_{bx}| \geq |\theta_{0gp}|.$$

Графическая зависимость коэффициента $\frac{q(\theta_{bx})}{k}$ от амплитудных значений входного воздействия θ_{bx} приведена на рис. 6.

Если удовлетворяется условие инвариантности до частоты ω_1 (рис. 4), то передаточная функция комбинированной следящей системы с нелинейностью в цепи компенсации будет иметь вид:

$$\Phi_1^{(1)}(p) = \frac{\frac{1}{\omega_1^{(1)}} p + 1}{\frac{1}{\omega_1} p + 1} \Phi_1(p), \quad (25a)$$

где

$$\omega_1^{(1)} = \frac{1}{\frac{q(\theta_{bx})}{k} + \frac{1}{\omega_1} - \frac{q(\theta_{bx})}{\omega_2}}.$$

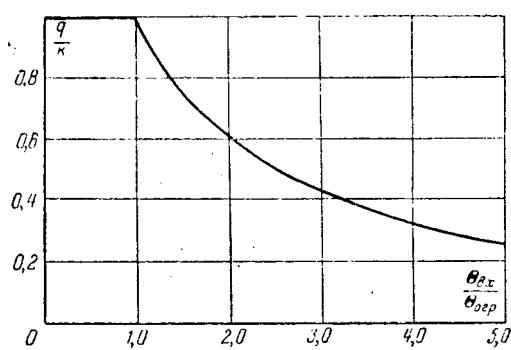


Рис. 6. Зависимость коэффициента

$$\frac{q(\theta_{bx})}{k} \text{ от } \theta_{bx}.$$

Степень компенсации ошибки	Выражение для ошибки	Вид передаточной функции звена компенсации
Условие инвариантности выполняется полностью при $\omega \leq \omega_3$ и частично при $\omega > \omega_3$	$\epsilon(t) = R \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right) \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2}} \cos(\omega t + \varphi) - R \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right) \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2} e^{-t\omega_3},$ где $\varphi = -\arctg \frac{\omega}{\omega_3}$	$W_k(p) = \frac{k_d p^2}{\omega_1 \omega_2} +$ $+ \left(\frac{k_d}{\omega_1} + \frac{k_d}{\omega_2} \right) p$
Условие инвариантности выполняется полностью при $\omega \leq \omega_3$	$\epsilon(t) = R \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right) \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2}} \sin(\omega t + \varphi - \gamma) -$ $- \frac{R \omega}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2} t e^{-t\omega_3} - \frac{2R \frac{\omega}{\omega_3}}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 \right]^2} e^{-t\omega_3},$ где $\varphi = -2\arctg \frac{\omega}{\omega_2}$; $\gamma = \arctg \frac{2\omega_2}{\omega}$	$W_k(p) = \frac{\frac{1}{\omega_1 \omega_2} p^2}{\frac{1}{\omega_3} p + 1} +$ $+ \frac{\left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_3} \right) p}{\frac{1}{\omega_3} p + 1}$
Условие инвариантности выполняется полностью при $\omega \leq \omega_2$ и частично до ω_3	$\epsilon(t) = R \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right) \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right) \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2 + \omega_3} \right)^2}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right] \left[\left(1 + \frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 \right]}} \sin(\omega t + \varphi) +$ $+ \frac{R \omega}{\left(\frac{1}{\omega_2} - \frac{1}{\omega_3} \right)} \left[\frac{\frac{1}{\omega_3^2}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2} e^{-t\omega_3} - \frac{\frac{1}{\omega_2^2}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2} e^{-t\omega_2} \right],$ где $\varphi = -\arctg \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega} - \arctg \frac{\omega}{\omega_2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_3}$	$W_k(p) = \frac{k_d}{\omega_1} p$
Условие инвариантности выполняется полностью при $\omega \leq \omega_2$	$\epsilon(t) = \frac{R \frac{\omega}{\omega_2} \sqrt{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 + \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} \right]^2 + 4 \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2} + 2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]} \cos(\omega t + \varphi) +$ $+ \frac{R \frac{\omega}{\omega_3}}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_3} - 1 \right)^2 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3} \right)^2 \right]} e^{-t\omega_3} + \frac{R \frac{\omega}{\omega_2} \left[3 \frac{\omega_2}{\omega_3} - 2 + \frac{\omega}{\omega_2} \frac{\omega}{\omega_3} \right]}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_3} - 1 \right)^2 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]^2} e^{-t\omega_2} +$ $+ \frac{R \frac{\omega}{\omega_2}}{\left(\frac{1}{\omega_3} - \frac{1}{\omega_2} \right) \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right]} t e^{-t\omega_2}$	$W_k(p) = k_d \frac{\left(\frac{1}{\omega_2} - \frac{1}{\omega_3} \right) p}{\frac{1}{\omega_3} p + 1}$

Если удовлетворяются условия инвариантности до ω_1 и частично от ω_1 до ω_2 , то передаточная функция комбинированной следящей системы с нелинейностью в цепи компенсации будет равна:

$$\Phi_2^{(1)}(p) = \frac{\frac{1}{\omega_1^{(2)}} p + 1}{\frac{1}{\omega_1} p + 1} \Phi_2(p), \quad (25b)$$

где

$$\omega_1^{(2)} = \frac{\omega_1}{q(\theta_{\text{вх}})}$$

На основании выражений (25a), (25b) и соотношения (17) может быть определена ошибка комбинированной следящей системы при частичном выполнении условий инвариантности с учетом насыщения в цепи компенсации.

Значение $\frac{q(\theta_{\text{вх}})}{k}$ определяется на основании графической зависимости, приведенной на рис. 6.

При величине амплитуды входного воздействия, не превышающей линейную зону, т. е. при $\theta_{\text{вх}} \ll \theta_{\text{огр}}$:

$$\frac{q(\theta_{\text{вх}})}{k} = 1.$$

Аналогичным образом можно вычислить ошибку воспроизведения окружности при компенсации ошибки до частот ω_2 , ω_3 и т. п.

Рассмотрим в качестве примера расчет параметров цепи связи по входному медленно меняющемуся воздействию для компенсации ошибки исполнительной следящей системы фрезерного станка с цифровым программным управлением.

Согласно экспериментальной частотной характеристики (рис. 4) передаточная функция звеньев прямой цепи некомбинированной системы с известным приближением может быть записана в следующем виде:

$$W_2(p) = W'_2(p) W_6(p) = \frac{0,384}{p(0,2p+1)(0,01p+1)}. \quad (26)$$

Если учесть, что $A(p) = a_0 = 0,384 \cdot 50 = 19,2$

$$B(p) = b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p = 0,002 p^3 + 0,21 p^2 + p,$$

то на основании выражения (7) получим:

$$\Phi_\epsilon(p) = \frac{(0,002 p^3 + 0,21 p^2 + p) D(p) - 19,2 C(p)}{D(p)(19,2 + 0,002 p^3 + 0,21 p^2 + p)}.$$

Представим искомую передаточную функцию в виде, аналогичном формуле (8а). Для того чтобы система имела астатизм второго порядка, т. е. для компенсации составляющей ошибки первого порядка, необходимо соблюдение равенства

$$b_1 d_0 + b_0 d_1 - a_0 c_1 - a_1 c_0 = 0$$

или

$$d_0 - 19,2 c_1 = 0.$$

При $d_0 = 1$, $c_1 = 0,052$, т. е. в этом случае компенсация «скоростной» составляющей ошибки рассматриваемой следящей системы осуществляется использованием цепи связи по воздействию с передаточной функцией:

$$W_h(p) = 0,052 p.$$

Так как «чистое» дифференцирование напряжения без применения операционных усилителей невозможно, передаточная функция реализованного звена будет отличаться от $W_h(p) = 0,052 p$ «паразитным» коэффициентом d_1 в знаменателе. В частности, если передаточная функция $W_h(p)$ реализуется в виде звена RC (рис. 7, а), то коэффициент d_1 будет равен:

$$d_1 = \frac{c_1}{k} [\text{сек}],$$

где k — коэффициент усиления входного усилителя.

В этом случае при $k = 20$

$$W_h(p) = \frac{0,052 p}{0,0026 p + 1}.$$

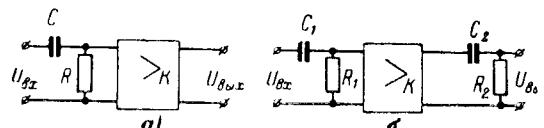


Рис. 7. Реализация функций $W_h(p)$.

Для компенсации составляющих ошибки первого и второго порядков надо составить уравнение

$$b_2 d_0 + b_1 d_1 - a_0 c_2 = 0,$$

откуда

$$c_2 = 0,0110.$$

Передаточная функция такой цепи при реализации ее в виде двух последовательно включенных звеньев RC (рис. 7, б) будет иметь вид:

$$W_h(p) = \frac{c_2 p^2}{d_2 p^2 + d_1 p + 1},$$

где

$$d_2 = C_1 R_1 C_2 R_2;$$

$$d_1 = C_1 R_1 + C_2 R_2;$$

$$c_2 = k d_2.$$

При $k = 20$

$$d_2 = \frac{c_2}{k} = 0,0055 \text{ сек}^2;$$

$$T_1 = C_1 R_1 = 0,07 \text{ сек};$$

$$T_2 = C_2 R_2 = 0,08 \text{ сек}.$$

Передаточная функция цепи, компенсирующей коэффициент ошибки второго порядка, равна:

$$W_h(p) = \frac{0,0110 p^2}{(0,006 p + 1)(0,005 p + 1)}.$$

Подобным образом осуществляется расчет для компенсации коэффициентов ошибки третьего и последующих порядков при медленно меняющемся входном воздействии.

На основании проведенного расчета в Особом конструкторском бюро станкостроения спроектирована и исследована на специальном стенде комбинированная следящая система для фрезерного станка с цифровым программным управлением.

На рис. 8, а приведена осциллограмма переходного процесса ошибки при ступенчатом воздействии $\Delta f = 200 \text{ гц}$ на входе нелинейной исполнительной следящей системы фрезерного станка с цифровым

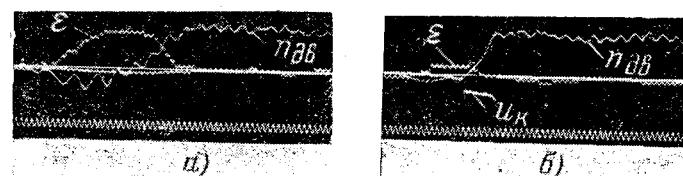


Рис. 8. Осциллограммы переходного процесса ошибки системы и скорости исполнительного двигателя в системе без связи при воздействию (а) и при наличии связи (б). Частота отметки времени 50 гц.

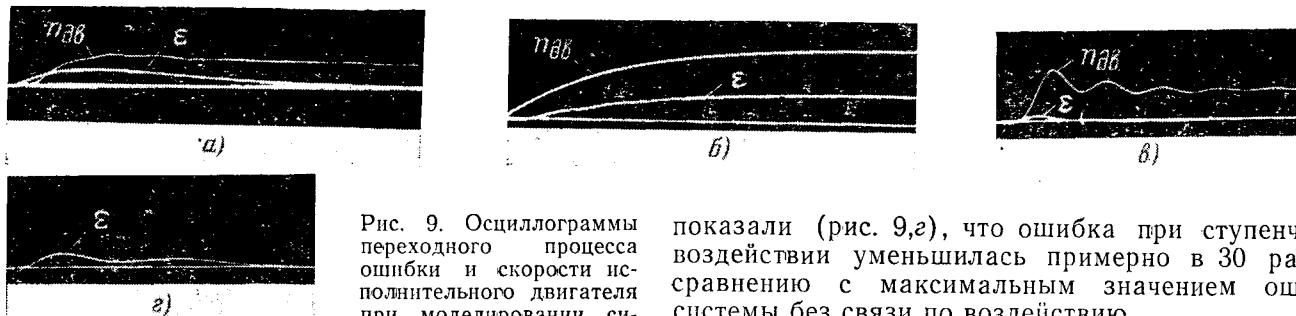


Рис. 9. Осциллограммы переходного процесса ошибки и скорости исполнительного двигателя при моделировании системы без связи по воздействию и при наличии связи. Масштаб осциллограммы (2) увеличен в 10 раз по сравнению с масштабом других осциллограмм.

программным управлением без связи по возмущению, а на рис. 8,б — осциллограмма переходного процесса ошибки той же системы, но с дополнительным каналом связи по возмущению. Структура и параметры этого канала определены по вышеприведенному методу.

Сравнение осциллограмм показывает, что вследствие введения несложной по структуре связи по воздействию динамическая ошибка исполнительной нелинейной следящей системы фрезерного станка уменьшается в 7 раз и не превосходит допустимой величины.

Связь, компенсирующая ошибку воспроизведения следящей системой медленно меняющегося входного воздействия, одновременно уменьшает свободную составляющую переходного процесса ошибки при ступенчатом входном воздействии.

Линейное моделирование вышерассмотренной системы позволило установить, что при компенсации коэффициента ошибки первого порядка наряду с устранением скоростной ошибки системы максимальная величина ошибки воспроизведения ступенчатого входного воздействия уменьшается в 2,5 раза (рис. 9,а) по сравнению с максимальной ошибкой в следящей системе без связи по воздействию (рис. 9,б).

Компенсация коэффициентов ошибки первого и второго порядков (рис. 9,в) уменьшает ошибку воспроизведения ступенчатого воздействия в 7 раз.

В соответствии с выражением (3) полное устранение динамической ошибки в рассмотренной исполнительной следящей системе при ступенчатом воздействии произойдет в том случае, если передаточная функция цепи связи по воздействию будет иметь такой вид:

$$W_k(p) = \frac{p(0,2p+1)(0,01p+1)}{50 \cdot 0,384}.$$

При моделировании эта передаточная функция приводилась к виду, удобному для ее реализации сравнительно простыми средствами. Результаты моделирования комбинированной исполнительной системы, передаточная функция цепи связи по воздействию которой характеризуется выражением

$$W_k(p) = \frac{p(0,2p+1)(0,01p+1)}{50 \cdot 0,384(0,001p+1)(0,002p+1)(0,003p+1)},$$

показали (рис. 9,в), что ошибка при ступенчатом воздействии уменьшилась примерно в 30 раз по сравнению с максимальным значением ошибки системы без связи по воздействию.

Выводы. Применение комбинированной исполнительной следящей системы во фрезерных станках с цифровым программным управлением позволяет устранить или значительно уменьшить ошибку воспроизведения программы при медленно меняющихся и ступенчатых входных воздействиях. Это повышает точность и производительность фрезерных станков, а также снижает объем необходимой информации, что имеет особенно большое значение для фрезерных станков объемного фрезерования.

Разработанная в Особом конструкторском бюро станкостроения исполнительная комбинированная следящая система с цифровым программным управлением имеет связь по входному воздействию, устраняющую или уменьшающую ошибку воспроизведения программы. Выбор параметров связи по входному воздействию производится в зависимости от возможного для данной исполнительной системы типа входного воздействия, вызывающего наибольшую ошибку.

Для исполнительных следящих систем некоторых фрезерных станков с цифровым программным управлением (например, специальных фрезерных станков для обработки гребных винтов), где невозможны ступенчатые воздействия, вызывающие недопустимые ошибки, параметры связи по воздействию определяются методом последовательной компенсации составляющих ошибки, связанной с наиболее характерным для данной системы медленно меняющимся входным воздействием.

Для исполнительных систем универсальных фрезерных станков с цифровым программным управлением, а также некоторых специальных станков, для которых возможные ступенчатые воздействия вызывают недопустимые ошибки, параметры связи по воздействию определяются, исходя из условия полной компенсации ошибки. Однако полная компенсация ошибки, вызванной ступенчатым входным воздействием, практически невозможна в основном вследствие нелинейной характеристики звеньев следящей системы. Для конкретной комбинированной нелинейной следящей системы при данном ступенчатом воздействии величина минимально достижимой динамической ошибки определяется аналитически, что позволяет судить о возможности получить данную точность при выбранных максимальных скоростях обработки на фрезерном станке с цифровым программным управлением.

Проведенное на специальном стенде исследование нелинейной исполнительной следящей системы конкретного фрезерного станка с цифровым программным управлением показало высокую эффективность.

Некоторые вопросы теории комбинированного регулирования напряжения трансформатора

Инж. Е. М. ВЕТЛУГИН и канд. техн. наук, доц. Р. М. УРМАНОВ

Уральский электромеханический институт инженеров железнодорожного транспорта

В статье Г. Н. Петрова «Задачи отечественного трансформаторостроения» [Л. 1] отмечалось, что «перспективным для трансформаторов большой мощности является сочетание контактного и бесконтактного регулирования, при котором снижается число контактных ступеней и регулирование в пределах каждой ступени производится плавно». Одним из способов решения этой важной проблемы является использование управляемых дросселей насыщения (ДН), включенных (по схеме на рис. 1) в отводы первичной обмотки трансформатора.

ДН состоит из двух «полудросселей», обмотки переменного тока которых включены последовательно и согласно, а обмотки управления — последовательно и встречно. Сопротивление такого ДН симметрично [Л. 2], и подмагничивание сердечников ДН постоянным током позволяет плавно изменить его полное сопротивление. Включение двух ДН в отводы первичной обмотки трансформатора по рис. 1 позволяет при подмагничивании одного и одновременно размагничивании другого ДН осуществлять плавное изменение коэффициента трансформации в пределах каждой ступени.

Некоторые особенности комбинированного регулирования напряжения трансформатора при помощи ДН, а также целесообразность использования этого метода отмечены в [Л. 3—5]. Однако теория регулирования и методы расчета подобных трансформаторов разработаны недостаточно. Важной особенностью рассматриваемого режима работы является нелинейность параметров ДН.

В настоящей статье дан теоретический анализ схемы комбинированного регулирования напряжения трансформатора для получения электрической схемы замещения, количественных соотношений и методики расчета режимов и характеристик установки с учетом нелинейности параметров ДН, включенных в отводы первичной обмотки трансформатора. Основные обозначения, принятые в статье, приведены на рис. 1 и в приложении 1.

тивность введения в нее связи по входному воздействию в этих системах.

На основании приведенного выше описания исполнительной комбинированной следящей системы фрезерного станка с цифровым программным управлением и предложенной методики синтеза связи по воздействию могут быть рассчитаны и спроектированы исполнительные следящие системы фрезерных станков широкого назначения.

Литература

1. Петров Б. Н., О применении условий инвариантности, Труды II Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, Изд-во АН СССР, 1955.

При нагрузке трансформатор потребляет из сети ток I_1 , который распределяется между ДН обратно пропорционально их полным сопротивлениям, т. е.

$$I_{d11} = \frac{Z_{d2}}{Z_{1a} + Z_{d1}} I_{d21}. \quad (1)$$

Поскольку

$$I_1 = I_{d11} + I_{d21},$$

то с учетом формулы (1)

$$I_{d11} = \gamma I_1, \quad I_{d21} = (1 - \gamma) I_1, \quad (2)$$

где

$$\gamma = \frac{Z_{d2}}{Z_{1a} + Z_{d1} + Z_{d2}} = \frac{Z_{d2}}{Z_d}. \quad (3)$$

Как следует из расчетов и экспериментальных исследований, аргументы сопротивлений Z_{d1} и Z_{d2} отличаются незначительно, и коэффициент γ практически можно считать числом вещественным.

Кроме токов I_{d11} и I_{d21} , по обмоткам переменного тока ДН протекает уравнительный ток, равный:

$$I_y = \frac{\dot{E}_{1a}}{Z_{1a} + Z_{d1} + Z_{d2}}. \quad (4)$$

Полные токи в обмотках переменного тока ДН в режиме нагрузки определяются из соотношений:

$$I_{d1} = I_y + \gamma I_1; \quad I_{d2} = -I_y + (1 - \gamma) I_1. \quad (5)$$

Из рис. 1 и соотношения (3) следует, что если ДН1 полностью подмагнчен, а ДН2 — размагнчен, то напряжение питающей сети подводится к виткам первичной обмотки, равным:

$$w_{11\max} = \gamma_{\max} w_{1a} + w_{1b}.$$

При полностью подмагнченном ДН2 и размагнченном ДН1 напряжение \dot{U}_1 подводится к виткам:

$$w_{11\min} = \gamma_{\min} w_{1a} + w_{1b}.$$

2. Уланов Г. М., Системы автоматического регулирования и следящие системы, работающие по разомкнутому и замкнутому циклам, и принцип инвариантности, Доклады АН СССР, 1954, № 5.

3. Верхолат М. Е. и Рубашкин И. Б., Быстро действующая силовая следящая система непрерывного управления тяжелых копировально-фрезерных станков, Бюллетень «Ленинградская промышленность», 1960, № 11.

4. Основы автоматического регулирования, под ред. В. В. Соловьёвника, т. I, Машгиз, 1954.

5. Терсков В. Г., Основы теории расчета системы с комбинированным управлением, Труды Московского энергетического института, вып. 134, Оборонгиз, 1961.

6. Попов Е. П. и Пальтов И. П., Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем, Физматгиз, 1960.

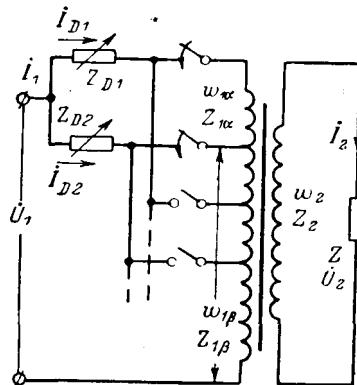


Рис. 1. Схема комбинированного регулирования напряжения трансформатора при помощи дросселей насыщения.

Таким образом, в зависимости от позиции подмагничивания ДН число витков первичной обмотки изменяется плавно в пределах от $w_{1\gamma\max}$ до $w_{1\gamma\min}$ и трансформатор имеет переменный коэффициент трансформации

$$K_{\gamma} = \frac{w_{1\gamma}}{w_2} = \gamma K_{\alpha} + K_{\beta}, \quad (6)$$

где

$$w_{1\gamma} = \gamma w_{1\alpha} + w_{\beta}; \quad K_{\alpha} = \frac{w_{1\alpha}}{w_2}; \quad K_{\beta} = \frac{w_{1\beta}}{w_2}.$$

На основании изложенного реальную схему трансформатора на рис. 1 можно заменить более наглядной эквивалентной схемой, изображенной на рис. 2. Положение «подвижного контакта» на участке обмотки с числом витков $w_{1\alpha}$ зависит от позиции подмагничивания ДН.

В соответствии с рис. 2 электромагнитные процессы в трансформаторе с комбинированным регулированием напряжения при нагрузке описываются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_{1\gamma} + [Z_{1\beta} + (1 - \gamma)Z_{D2}] i_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - Z_2 i_2 = Z i_2; \\ \dot{E}_{1\alpha} &= Z_D i_y; \\ w_{1\gamma} i_{10} &= w_{1\alpha} i_y + w_{1\gamma} i_1 + w_2 i_2, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$$\dot{E}_{1\gamma} = \gamma \dot{E}_{1\alpha} + \dot{E}_{1\beta}.$$

После приведения параметров к числу витков $w_{1\gamma}$ эквивалентной первичной обмотки по соотношениям:

$$i'_2 = \frac{1}{K_{\gamma}} i_2; \quad i'_y = \frac{K_{\alpha}}{K_{\gamma}} i_y; \quad \dot{E}'_{1\alpha} =$$

$$= \frac{K_{\gamma}}{K_{\alpha}} \dot{E}_{1\alpha}; \quad \dot{E}'_2 = K_{\gamma} \dot{E}_2;$$

$$Z'_D = \left(\frac{K_{\gamma}}{K_{\alpha}} \right)^2 Z_D; \quad Z'_2 = K_{\gamma}^2 Z_2; \quad Z' = K_{\gamma}^2 Z; \\ \dot{U}'_2 = K_{\gamma} \dot{U}_2$$

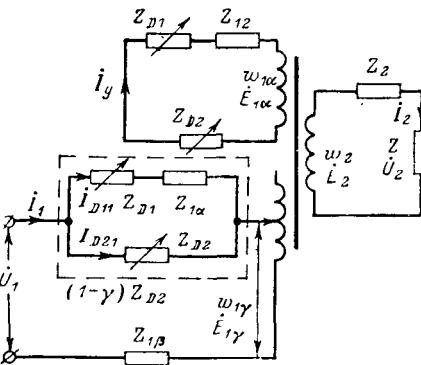


Рис. 2. Эквивалентная схема трансформатора при регулировании напряжения дросселями насыщения.

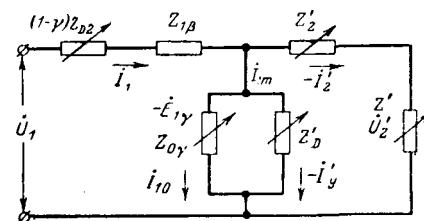


Рис. 3. Электрическая схема замещения трансформатора при регулировании напряжения дросселями насыщения, включенными в отводы первичной обмотки.

система уравнений (7) примет вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_{1\gamma} + [Z_{1\beta} + (1 - \gamma)Z_{D2}] i_1; \quad (8)$$

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - Z'_2 i'_2 = Z' i'_2; \quad (9)$$

$$\dot{E}'_{1\alpha} = Z'_D i'_y; \quad (10)$$

$$i_{10} = i'_y + i_1 + i'_2. \quad (11)$$

Решив уравнения (8) — (11) относительно первичного тока (приложение 2), получим:

$$i_1 = \frac{\dot{U}_1}{(1 - \gamma)Z_{D2} + Z_{1\beta} + \frac{1}{\frac{1}{Z_{0\gamma}} + \frac{1}{Z'_2} + \frac{1}{Z'_D}}}, \quad (12)$$

где

$$Z_{0\gamma} = Z_0 \left(\frac{K_{\gamma}}{K_{\alpha}} \right)^2, \quad K_{\gamma} = \frac{w_{1\gamma}}{w_2}.$$

Уравнению (12) на рис. 3 соответствует электрическая схема замещения трансформатора, регулируемого ДН, включенными в отводы первичной обмотки.

Из схемы замещения следует, что все ее параметры, за исключением сопротивления $Z_{1\beta}$, являются функциями γ . При нагрузке величина полных сопротивлений ДН изменяется, следовательно, коэффициент γ и коэффициент трансформации K_{γ} зависят не только от позиции подмагничивания ДН, но и от величины тока нагрузки.

Кроме того, рассматриваемый трансформатор в отличие от двухобмоточного нормальной конструкции имеет повышенное значение внутреннего сопротивления, так как

$$Z_{k\gamma} = Z_{1\beta} + Z'_2 + (1 - \gamma)Z_{D2},$$

где в соответствии с рис. 2

$$(1 - \gamma)Z_{D2} = \frac{(Z_{1\alpha} + Z_{D1})Z_{D2}}{Z_{1\alpha} + Z_{D1} + Z_{D2}}.$$

Согласно схеме замещения вторичное напряжение трансформатора при нагрузке равно:

$$\dot{U}_2 = -\frac{Z'}{Z_{k\gamma} + Z'} \frac{1}{K_{\gamma}} \dot{U}_1. \quad (13)$$

Обычно $i_{1m} \ll i_1$ и первичный ток трансформатора из схемы на рис. 3 равен:

$$I_1 = \frac{\dot{U}_1}{(1-\gamma)Z_{D2} + Z_k + K_1^2 Z}, \quad (14)$$

где

$$Z_k = Z_{1\beta} + K_1^2 Z_2.$$

Подставив в уравнения (5) соотношение (14) и величину уравнительного тока из уравнения (4), получим:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \left[-\frac{K_\alpha}{K_1 Z_D} + \frac{\gamma}{(1-\gamma)Z_{D2} + Z_k + K_1^2 Z} \right] \dot{U}_1; \\ I_{D2} &= \left[\frac{K_\alpha}{K_1 Z_D} + \frac{1-\gamma}{(1-\gamma)Z_{D2} + Z_k + K_1^2 Z} \right] \dot{U}_1. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Для расчетов характеристик трансформаторов по схеме замещения на рис. 3 необходимо иметь зависимости полных сопротивлений ДН1 и ДН2 и коэффициента γ в функции токов подмагничивания и нагрузки. Расчет этих величин целесообразновести в следующем порядке:

1. Для выбранной конструкции дросселей насыщения рассчитать по обычной методике магнитную характеристику и зависимость потерь без учета намагничивания сердечников постоянным током.

2. Пользуясь экспериментальными данными (из [Л. 6]) зависимостей удельной мощности намагничивания стали и удельных потерь при одновременном намагничивании сердечников переменным ($f=50$ Гц) и постоянным магнитным полем, рассчитать магнитные характеристики и зависимости потерь с учетом намагничивания постоянным током.

3. По данным пп. 1 и 2 рассчитать $Z_{D1} = f_1(I_{n2}^*)$ и $Z_{D2} = f_2(I_{n2}^*)$ изложенным ниже методом последовательных приближений.

Пример. Комбинированное регулирование напряжения осуществляется ДН, включенными в отводы первичной обмотки трехфазного трансформатора мощностью 30 ква с номинальными напряжениями $U_{1n}=380$ в, $U_{2n}=220$ в; диапазон регулирования напряжения между соседними отводами $\Delta U=10,0\%$. Дроссели насыщения намагничиваются симметрично, т. е. $I_{n1}+I_{n2}=6$ а.

Магнитные характеристики и зависимости потерь для симметричных ДН представлены на рис. 4 и 5.

Определим полные сопротивления ДН1 и ДН2 при номинальной активной нагрузке трансформатора $R_h=5,6$ ом и при токах управления $I_{n1}=2$ а, $I_{n2}=4$ а, т. е.

$$I_{n2}^* = \frac{I_{n2}}{I_{n1} + I_{n2}} = 0,67.$$

1. Принимая предварительно, что токи в ДН1 и ДН2 распределются по прямолинейному закону для принятой позиции подмагничивания $I_{n2}^*=0,67$, определяем по рис. 6 (точки k, m) их модули: $I_{D1}=14$ а, $I_{D2}=30$ а.

2. По рис. 4 для предварительно найденных токов ДН определяем модули падений напряжения: $U_{D1}=8$ в (точка a), $U_{D2}=11$ в (точка d).

3. По рис. 5 для этих же значений токов определяем полные потери в ДН: $P_{D1}=10$ вт (точка a'), $P_{D2}=38$ вт (точка d').

4. По данным пп. 1—3 нетрудно рассчитать модули и аргументы полных сопротивлений:

$$z_{D1} = \frac{U_{D1}}{I_{D1}} = 0,57 \text{ ом}; z_{D2} = \frac{U_{D2}}{I_{D2}} = 0,366 \text{ ом};$$

$$\varphi_1 = \arccos \frac{P_{D1}}{U_{D1} I_{D1}} = 85^\circ; \varphi_2 = \arccos \frac{P_{D2}}{U_{D2} I_{D2}} = 83^\circ.$$

5. По формулам (15) без учета полного сопротивления трансформатора уточняем величину токов в обмотках переменного тока ДН:

$$I_{D1} = \left(-\frac{0,1}{0,94 \cdot 0,93 \angle 84^\circ} + \frac{0,39}{0,94^2 \cdot 5,6} \right) 220 = 29 \angle 59^\circ 20', \text{ а.}$$

$$I_{D2} = \left(\frac{0,1}{0,94 \cdot 0,93 \angle 84^\circ} + \frac{1-0,39}{0,94^2 \cdot 5,6} \right) 220 = 39 \angle -40^\circ, \text{ а.}$$

6. Для уточненных значений токов I_{D1} и I_{D2} по характеристикам на рис. 4 и 5 снова определяем падения напряжения, потери и полные сопротивления:

$$U_{D1} = 21,5 \text{ в}; U_{D2} = 14,5 \text{ в}; P_{D1} = 62 \text{ вт}; P_{D2} = 69 \text{ вт};$$

$$Z_{D1} = 0,74 \angle 84^\circ, \text{ ом}; Z_{D2} = 0,375 \angle 83^\circ, \text{ ом.}$$

7. Поскольку уточненные сопротивления ДН существенно отличаются от соответствующих величин, определенных в п. 4, то необходимо по ним и уравнениям (15) снова определить токи

$$I_{D1} = 23,9 \angle 58^\circ, \text{ а}; I_{D2} = 39 \angle -32^\circ, \text{ а},$$

а также произвести для этих токов перерасчет сопротивлений. После перерасчета по кривым на рис. 4 и 5 получим:

$$Z_{D1} = 0,7 \angle 84^\circ, \text{ ом}; Z_{D2} = 0,375 \angle 83^\circ, \text{ ом.}$$

Так как сопротивления, определенные в п. 7, практически совпадают с сопротивлениями, определенными в п. 6, то расчет можно считать законченным.

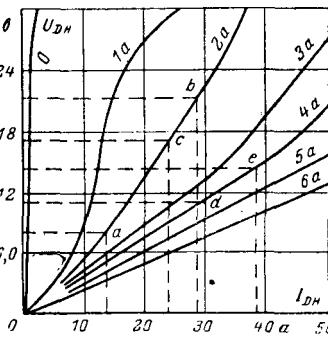


Рис. 4. Зависимости $U_{Dn} = f(I_{Dn})$ с учетом наложения постоянного поля.

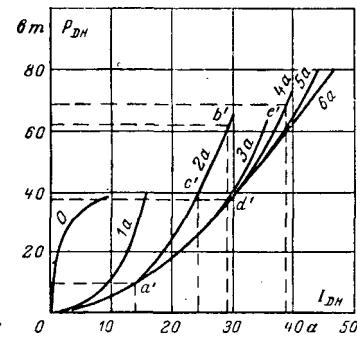


Рис. 5. Графики суммарных потерь дросселя насыщения с учетом наложения постоянного поля.

По указанной методике нетрудно рассчитать величину полных сопротивлений ДН1 и ДН2 для других величин токов управления и получить зависимости $Z_{D1} = f_1(I_{n2}^*)$ и $Z_{D2} = f_2(I_{n2}^*)$. Эти зависимости позволяют рассчитать по приведенным соотношениям и схеме замещения на рис. 3 все требуемые величины и характеристики трансформатора.

На рис. 6 и 7 представлены расчетные и экспериментальные данные (указанного трансформатора мощностью 30 ква) зависимости токов и падений напряжения в обмотках переменного тока ДН, а также регулировочная характеристика трансформатора при нагрузке и его ток холостого хода в функции позиции подмагничивания ДН. Из этих

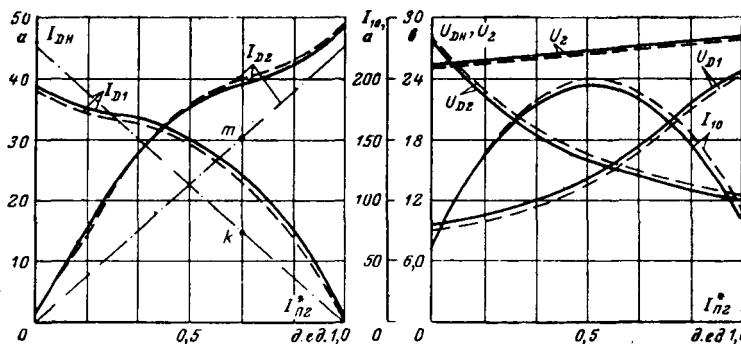


Рис. 6. Графики распределения токов в дросселях насыщения в функции позиций подмагничивания при $R_{\text{нагр}} = \text{пост.}$; $U_1 = \text{пост.}$
 — опыт; — расчет.

графиков следует, что расчетные и экспериментальные данные практически совпадают.

Выводы 1. Приведенная схема замещения и методика расчета позволяют рассчитать режимы и характеристики трансформатора с учетом нелинейности параметров ДН.

Удовлетворительное совпадение экспериментальных данных с расчетными подтверждает справедливость изложенных теоретических положений, основанных на символическом методе анализа.

2. Типовая мощность ДН равна: $S_{D\text{т}} = I_{D\text{ макс}} U_{D\text{ макс}}$, а наибольшая потребляемая ими мощность при нагрузке определяется из соотношения $S_{D\text{п}} = (I_{D\text{ макс}} U_{D\text{ макс}})$.

Из графиков на рис. 6 и 7 следует, что из-за несимметричного распределения падений напряжения и токов в обмотках переменного тока типовая мощность ДН1, включенного в верхний отвод, меньше, чем типовая мощность ДН2 в цепи нижнего отвода. Однако при комбинированном регулировании напряжения трансформатора, в процессе переключения отводов, ДН меняются местами и поэтому типовая мощность их должна быть одинаковой, выбранной по наибольшему значению.

Из графиков на рис. 6 и 7 или приведенных соотношений нетрудно также установить, что потребляемая мощность ДН значительно меньше типовой мощности, так как с увеличением падения напряжения на ДН ток в силовой обмотке последнего уменьшается.

3. В процессе регулирования напряжения ток холостого хода в пределах каждой ступени непрерывно изменяется. Он имеет наименьшее значение в режиме, когда ДН1 полностью подмагнчен, а ДН2 размагнчен. По мере размагничивания ДН1 и намагничивания ДН2 ток холостого хода увеличивается, а затем уменьшается. Наибольшее значение он имеет при $I_{\text{п1}} = I_{\text{п2}}$.

4. В исследованном трансформаторе с комбинированным регулированием напряжения при подпитке ДН постоянным током по закону $I_{\text{п1}} + I_{\text{п2}} = \text{пост.}$ и при $U_1 = \text{пост.}$ регулирование вторичного напряжения внутри каждой ступени проходит по практически прямолинейному закону.

Вологодская областная научная библиотека

www.booksite.ru

Приложение 1.

- $I^*_{\text{п2}} = \frac{I_{\text{п2}}}{I_{\text{п.макс}}}$ — ток подмагничивания в ДН2 в относительных единицах;
 I_{10} — ток холостого хода трансформатора;
 I_{1m} — ток холостого хода трансформатора при включенных дросселях насыщения;
 I_y — уравнительный ток в обмотках переменного тока дросселей насыщения;
 I_{D11}, I_{D21} — составляющие токов в обмотках переменного тока дросселей насыщения, обусловленные током нагрузки и током холостого хода I_{1m} ;
 I_{D1}, I_{D2} — полные токи в обмотках переменного тока дросселей насыщения;
 $\dot{E}_{1\alpha}, \dot{E}_{1\beta}$ — э. д. с. участков α и β первичной обмотки;
 Z_0 — полное сопротивление взаимной индукции трансформатора, соответствующее числу витков $w_{1\alpha} + w_{1\beta}$;
 Z_{01} — полное сопротивление взаимной индукции трансформатора, соответствующее числу витков $w_{1\gamma}$.

Приложение 2. Из уравнения (9) имеем:

$$I'_{\text{2}} = \frac{\dot{E}'_{\text{2}}}{Z'_{\text{2}} + Z'} = \frac{\dot{E}'_{1\alpha}}{Z'_{\text{2}} + Z'} = \frac{\dot{E}_{1\gamma}}{Z'_{\text{2}} + Z'}. \quad (16)$$

Подставив соотношение (16) в значение $\dot{E}'_{1\alpha}$ из (10), получим:

$$I'_{\text{y}} = \frac{Z'_{\text{2}} + Z'}{Z'_{\text{Д}}} I'_{\text{2}}. \quad (17)$$

Заменив в уравнении (11) величину уравнительного тока соотношением (17), определим первичный ток:

$$I_1 = I_{10} - \left(1 + \frac{Z'_{\text{2}} + Z'}{Z'_{\text{Д}}} \right) I'_{\text{2}}. \quad (18)$$

Ток холостого хода трансформатора I_{10} равен:

$$I_{10} = -\frac{\dot{E}_{1\gamma}}{Z_{01}}. \quad (19)$$

Соотношения (16) и (19) подставим в (18); тогда

$$-\dot{E}_{1\gamma} = \frac{I_1}{\frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z'_{\text{Д}}} + \frac{1}{Z'_{\text{2}} + Z'}}. \quad (20)$$

В уравнении (8) величину э. д. с. — $\dot{E}_{1\gamma}$ заменим соотношением (20) и получим искомую величину первичного тока:

$$I_1 = \frac{\dot{U}_1}{(1 - \gamma) Z_{\text{Д2}} + Z_{1\beta} + \frac{1}{\frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z'_{\text{Д}}} + \frac{1}{Z'_{\text{2}} + Z'}}}. \quad (21)$$

Литература

- Петров Г. Н., Задача отечественного трансформаторостроения, «Вестник электропромышленности», 1963, № 4.
- Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л., Теоретические основы электротехники, ч. II, Госэнергоиздат, 1948.
- Петров Б. П. и Кочураев Л. Д., Состояние и основные тенденции в автоматизации процессов управления электрическим подвижным составом, «Электричество», 1963, № 1.
- Шаров В. И., Регулирование напряжения на тяговых подстанциях электрических железных дорог и его экономическая эффективность, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, М., 1961.
- Ветлугин Е. М. и Урманов Р. Н., Плавное регулирование напряжения силовых трансформаторов под нагрузкой с помощью дросселей насыщения, Труды УЭМИИТ, Вопросы электрификации железных дорог, вып. V, 1962.
- Либкинд М. С., Мощность намагничивания и потери в трансформаторной стали при наложении сильного постоянного поля на переменное поле частоты 50 Гц, «Вестник электропромышленности», 1957, № 12.

[10.5.1965]

Влияние проводимости и вязкости пропитывающего состава на характеристики частичных разрядов при постоянном напряжении в бумажно-масляной изоляции

Доктор техн. наук, проф. Г. С. КУЧИНСКИЙ и инж. Г. Г. ЛЫСАКОВСКИЙ
Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Одной из причин выхода из строя изоляции, работающей при воздействии постоянного напряжения, являются частичные разряды (ЧР), интенсивность которых особенно велика при повышенных рабочих температурах [Л. 1 и 2]. Для обоснованного выбора рабочей напряженности необходимы надежные способы измерения интенсивности ЧР и знание основных физических характеристик изоляции, определяющих эту интенсивность.

В хорошо высушенной и пропитанной под вакуумом бумажно-масляной изоляции при постоянном напряжении так же, как и при переменном, ЧР представляют собой пробой масляных прослоек. Для ЧР на постоянном напряжении, по сравнению с переменным, характерны более высокие напряженности начальных ЧР и существенная зависимость характеристик ЧР от температуры.

Первая особенность объясняется значительно меньшей напряженностью в масляных прослойках по сравнению с напряженностью в бумаге вследствие достаточно высокой проводимости масла. Вторая чаще всего объясняется увеличением проводимости изоляции и уменьшением времени стекания зарядов, образующихся у границы раздела бумаги и масляных прослоек в процессе развития ЧР. Эта постоянная времени равна:

$$\tau_{ii} = \rho_v \epsilon, \quad (1)$$

где ρ_v и ϵ — удельное объемное сопротивление и диэлектрическая проницаемость бумажно-масляной изоляции.

При достаточно больших значениях приложенного напряжения U , когда напряженность в изоляции существенно превосходит пробивную напряженность включения, интервал времени между ЧР равен [Л. 3]:

$$T_{ii} \approx \tau_{ii} \frac{U_3 - U_{ii}}{U}, \quad (2)$$

где U_3 и U_{ii} — напряжения на электродах, соответствующие зажиганию и погасанию ЧР в изоляции.

Произведенные теоретические исследования показали, что, кроме явлений стекания зарядов через объемную проводимость изоляции, необходимо учитывать уменьшение поверхностной плотности или объемной концентрации зарядов у поверхности масляной пленки за счет диффузии зарядов. Учет диффузии зарядов приводит к соотношениям для интервала времени между ЧР, аналогичным (2), в которых постоянная времени обратно пропорциональна коэффициенту диффузии D :

$$\tau_{ii} = \frac{A}{D}. \quad (3)$$

Так как величины D и $\gamma = \frac{1}{\rho_v}$ приблизительно одинаково зависят от температуры, то ход зависи-

мости интенсивности ЧР I_{ii} от температуры вне зависимости от причин, определяющих стекание объемных и поверхностных зарядов в масляной прослойке, должен быть одинаковым и отвечающим выражению

$$\ln I_{ii} = B_1 - \frac{B_2}{T} \approx B_3 + a_1(t - t_0), \quad (4)$$

где T — абсолютная температура, $^{\circ}\text{К}$;

t и t_0 — температура, $^{\circ}\text{С}$;

a_1 — температурный коэффициент изменения интенсивности ЧР;

B_1, B_2, B_3 — коэффициенты, весьма слабо зависящие от температуры.

Коэффициент диффузии приблизительно обратно пропорционален вязкости жидкости.

Ответ на вопрос о том, что является определяющим в развитии ЧР на постоянном напряжении, должны дать следующие экспериментальные факты. Если определяющим является проводимость диэлектрика, то интенсивность ЧР должна сильно зависеть от проводимости пропитывающего состава и практически не должна зависеть от его вязкости при неизменной проводимости. Если определяющим является диффузия, то интенсивность ЧР должна зависеть от вязкости пропитывающего состава и не должна зависеть от его проводимости.

Соответствующие опыты могут быть поставлены путем специального подбора характеристик пропитывающего состава. Исследования проводились на образцах с изоляцией из конденсаторной бумаги КОН-II, 10 $\mu\text{м}$, конструкция которых приведена на рис. 1. Образцы были трех видов:

1) с непрозрачными электродами — алюминиевой фольгой толщиной 10 $\mu\text{м}$;

2) с верхним электродом в виде мелкой сетки с частотой отверстий 10 000 $1/\text{см}^2$ (второй электрод — алюминиевая фольга);

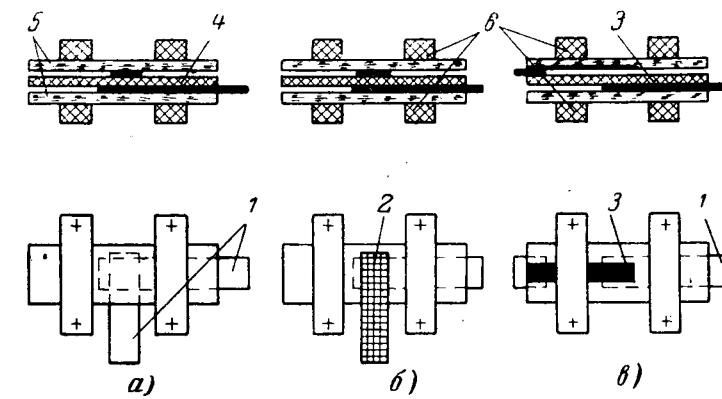


Рис. 1. Конструкция испытуемых образцов.

а — образцы с непрозрачным электродом; б — образцы с сеточным электродом; в — образцы с прозрачным электродом; 1 — алюминиевая фольга толщиной 10 $\mu\text{м}$; 2 — медная сетка с частотой отверстий 10 000 $1/\text{см}^2$; 3 — полупроводящий прозрачный слой; 4 — изоляция; 5 — стеклянные пластины толщиной 2 $\mu\text{м}$; 6 — гетинаковые стяжки.

3) образцы с прозрачным верхним электродом, выполненным в виде проводящего слоя с удельным поверхностным сопротивлением около $100 \text{ ом} \cdot \text{см}$, нанесенного на стеклянную пластинку (второй электрод — алюминиевая фольга).

Для исследования свечения в равномерном поле образцы по рис. 1,а выполнялись так, чтобы свечение по краям проводящего слоя экранировалось.

Емкость исследуемых образцов колебалась от 20 до 200 nF . Сушка и пропитка образцов производились при температуре 120°C и давлении $0,1\text{--}0,2 \text{ мм рт. ст.}$, что соответствует обычной технологии изготовления изоляции.

Для выяснения вопроса о влиянии проводимости и вязкости на характеристики ЧР опыты проводились на образцах изоляции, пропитанной трансформаторным, конденсаторным и кабельным (С-220) маслами. Трансформаторное и конденсаторное масла, имея примерно одинаковую вязкость, различались по проводимости на полтора-два порядка; конденсаторное и кабельное (С-220) масла, наоборот, имели весьма близкие значения проводимостей, но по вязкости различались в 4—10 раз. Отметим, что проводимость масел измерялась при напряженности 10^3 в/см .

Характеристики использованных изоляционных масел приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип масла	Удельная объемная проводимость, $1/\text{ом} \cdot \text{см}$		Вязкость кинематическая, см	
	20°C	80°C	20°C	80°C
Конденсаторное . . .	$1,3 \cdot 10^{-15}$	$3,2 \cdot 10^{-14}$	40	5
Трансформаторное . . .	$6,6 \cdot 10^{-14}$	$1,6 \cdot 10^{-12}$	30	4
Кабельное С-220 . . .	$1 \cdot 10^{-15}$	$2,5 \cdot 10^{-14}$	300	16

При экспериментальном исследовании повышение чувствительности современных индикаторов частичных разрядов (ИЧР) дает возможность более полного исследования физических закономерностей ЧР малой интенсивности.

Применение фотоэлектрических схем [Л. 4 и 5], основанных на регистрации световых явлений, сопровождающих частичные разряды, позволяет непосредственно наблюдать процессы как на краю электрода, так и в области равномерного поля под прозрачным электродом. Возможность применения фотоэлектрических схем для регистрации ЧР на переменном напряжении была показана в [Л. 4]. В настоящей работе эта методика была использована на постоянном напряжении. При проведении экспериментов образцы помещались непосредственно под фотокатодом ФЭУ-33 на расстоянии 20 мм от него и одновременно присоединялись к схеме индикатора ЧР. Выполненный по обычной схеме [Л. 4] ИЧР позволял регистрировать изменение заряда на образце до $5 \cdot 10^{-15} \text{ к}$ при емкости образца около 100 nF .

Фотоэлектрическая схема состояла из фотомножителя ФЭУ-33, микроамперметра, включающегося последовательно для измерения средней величины фототока, и счетчика ПС-10000 для подсчета импульсов фототока с нагрузочного сопротивления ФЭУ, равного 10 к ом . Интегральная чувстви-

тельность фотоэлектрической схемы составляла 1 000 а/лм .

Напряженность начальных частичных разрядов. При определении напряженности начальных частичных разрядов принималось во внимание, что распределение напряжения по толще образца происходит постепенно; поэтому выдержка на каждой ступени устанавливавшегося постоянного напряжения составляла не менее 5 мин. За начальную напряженность E_n ЧР принималась напряженность, при которой интенсивность, измеренная ИЧР, составляет примерно 10^{-16} к/сек (1—2 импульса амплитудой 10^{-14} к за 100 сек).

Аналогично за начальную напряженность E_Φ свечения принималась напряженность, при которой величина фототока, измеряемого микроамперметром, составляет около 10^{-9} а ; названные величины интенсивности являются предельными по чувствительности обеих схем.

Следует отметить, что E_n и E_Φ при названных чувствительностях схем весьма близки (отличаются на 10—15%) и не зависят от толщины диэлектрика при ее изменении от 30 до 300 $\mu\text{м}$. Значения E_n и E_Φ совпадают как для образцов, в которых регистрация свечения и ЧР производилась на краю электрода (рис. 1,а), так и для образцов, в которых регистрация свечения производилась только в области равномерного поля (рис. 1,б, в). Это объясняется значительным ослаблением краевого эффекта на постоянном напряжении. При температуре 20°C величины E_n и E_Φ для образцов, пропитанных как трансформаторным, так и конденсаторным маслами, в среднем составляют около 170 кв/мм , что значительно выше соответствующих значений, полученных для переменного напряжения промышленной частоты [Л. 4].

Определение характеристик ЧР на постоянном напряжении при различных температурах показало наличие существенной зависимости напряжения начальных ЧР от температуры изоляции.

На рис. 2 приведены зависимости напряженности начальных ЧР, зарегистрированной на схеме с ФЭУ, от температуры диэлектрика для образцов из конденсаторной бумаги КОН-II, 10 $\mu\text{м}$, пропитанных конденсаторным и трансформаторным мас-

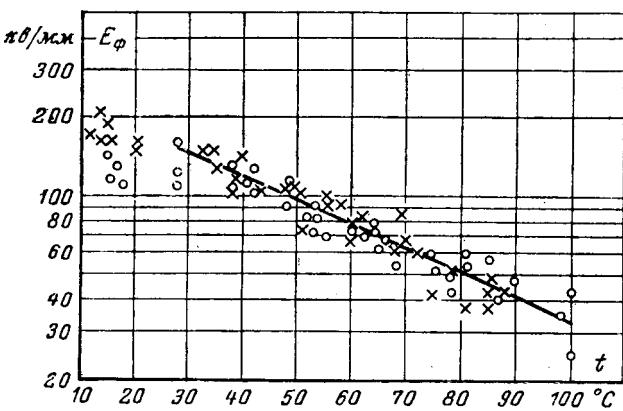


Рис. 2. Зависимость напряженности начальных ЧР (свечения) от температуры диэлектрика для конденсаторной бумаги КОН-II.

— пропитка конденсаторным маслом; \circ — пропитка трансформаторным маслом.

лами. Как следует из этого рисунка, для изоляции, пропитанной как конденсаторным, так и трансформаторным маслом, имеет место практически одинаковая зависимость напряженности начальных ЧР от температуры, несмотря на значительную разницу (примерно в 10 раз) в проводимостях пропитывающих жидкостей. Эта зависимость имеет вид:

$$E_n = 170e^{-0.02(t-t_0)}, \quad (5)$$

где E — напряженность, кв/мм;
 t — температура, $^{\circ}\text{C}$ ($t_0=20^{\circ}\text{C}$).

Аналогичная зависимость напряженности ЧР от температуры для изоляции, пропитанной конденсаторным маслом, была отмечена в [Л. 2].

Применение схемы с фотоэлектронным умножителем позволило отметить эффект полярности в развитии частичных разрядов. В табл. 2 приводятся значения напряжений возникновения свечения у положительного и отрицательного электродов для образцов, выполненных с электродами из фольги (рис. 1, a). В этом случае свечение регистрировалось на краю электрода.

Таблица 2

Напряжения начальных ЧР и начала свечения у положительного и отрицательного электродов для образцов по рис. 1, a ($t=20^{\circ}\text{C}$)

Толщина изоляции, $\mu\text{м}$	$U_n, \text{кв}$	$U_{\Phi}, \text{кв}$	
		Свечение у положительного электрода	Свечение у отрицательного электрода
80	15	17	14
60	11	13	10

Как видно из табл. 2, на образцах с непрозрачными электродами свечение, регистрируемое на краю верхнего электрода, возникает раньше при строительной полярности верхнего электрода, находящегося под наблюдением. Это подтверждает положение о том, что частичные разряды первоначально развиваются с катода. При несколько больших напряжениях фиксируются разряды у положительного электрода. Напряжение начальных ЧР, зарегистрированное по схеме ИЧР, совпадает с наименьшим напряжением начала свечения у отрицательного электрода. Это еще раз подтверждает одинаковую природу частичных разрядов и свечения в бумажно-масляной изоляции.

Зависимости интенсивности ЧР от напряжения и температуры изоляции. При исследовании интенсивности ЧР на постоянном напряжении измерялись следующие величины: число разрядов в секунду по схеме ИЧР n_i и по схеме ФЭУ n_{Φ} , кажущаяся интенсивность ЧР ΔQ_n , относительная интенсивность ЧР $I_n = \Delta Q_n n_i$, фототок I_{Φ} .

Регистрация величин n_i и I_{Φ} на образцах с электродами из фольги (рис. 1, a) и с прозрачными электродами (рис. 1, б и в) показала, что измеряемые величины не зависят от типа электродов. В то же время регистрация фототока I_{Φ} приводила к существенно меньшим значениям в случае образцов с непрозрачными электродами из фольги. Таким образом, при постоянном напряжении частичные разряды развиваются главным образом в области равномерного поля. Поэтому в дальнейшем реги-

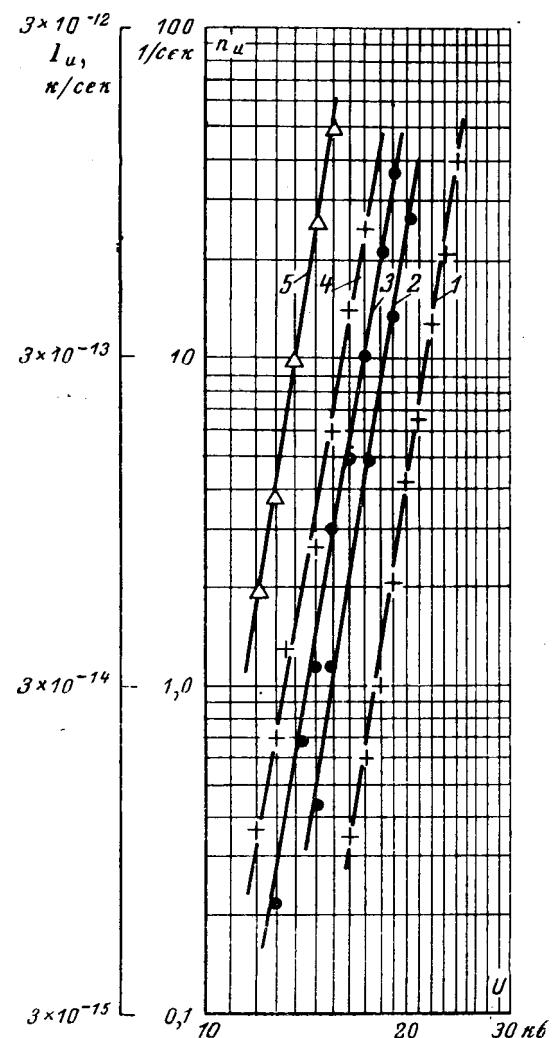


Рис. 3. Зависимость интенсивности ЧР от напряжения при различных температурах ($d=80 \mu\text{м}$, пропитка конденсаторным маслом).

1 — $t=20^{\circ}\text{C}$; 2 — $t=35^{\circ}\text{C}$; 3 — $t=50^{\circ}\text{C}$; 4 — $t=60^{\circ}\text{C}$;
5 — $t=75^{\circ}\text{C}$.

страция фототока I_{Φ} производилась на образцах по рис. 1, в с прозрачным верхним электродом.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости этих величин от напряжения при различных температурах для образцов с толщиной изоляции $80 \mu\text{м}$, пропитанной конденсаторным маслом. На рис. 5 приведены аналогичные зависимости для образцов такой же конструкции, пропитанных трансформаторным маслом.

Как следует из приведенных данных, зависимо-

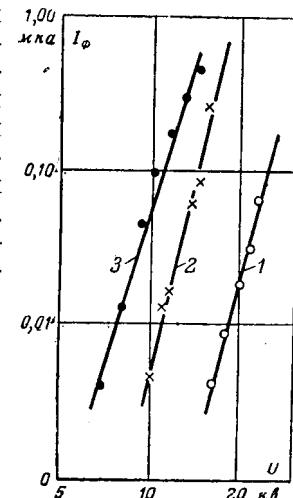


Рис. 4. Зависимость фототока I_{Φ} от напряжения при различных температурах ($d=80 \mu\text{м}$, пропитка конденсаторным маслом, верхний электрод прозрачный).

1 — $t=10^{\circ}\text{C}$; 2 — $t=55^{\circ}\text{C}$; 3 — $t=85^{\circ}\text{C}$.

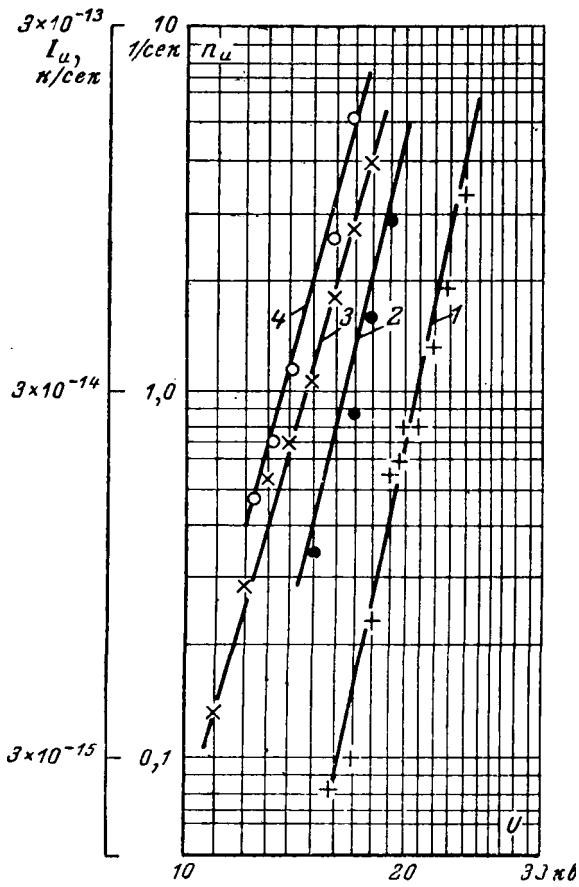


Рис. 5. Зависимость интенсивности ЧР от напряжения при различных температурах ($d=80$ мк, пропитка трансформаторным маслом).
1 — $t=15^\circ\text{C}$; 2 — $t=45^\circ\text{C}$; 3 — $t=55^\circ\text{C}$; 4 — $t=60^\circ\text{C}$.

сти интенсивности ЧР от напряжения для изоляции, пропитанной конденсаторным и трансформаторным маслами, практически одинаковы и при $U > U_n$ могут быть представлены в виде

$$n_u = n_{u0} \left(\frac{U}{U_n} \right)^{a_2}; \quad (6)$$

$$I_u = \Delta Q_u n_u = I_{u0} \left(\frac{U}{U_n} \right)^{a_2}; \quad (7)$$

$$P_u = I_u U = P_{u0} \left(\frac{U}{U_n} \right)^{a_3}; \quad (8)$$

$$I_\Phi = I_{\Phi0} \left(\frac{U}{U_n} \right)^{a_3}, \quad (9)$$

где средние значения показателей равны $a_2 = 9$; $a_3 = 10$ и практически не зависят от температуры и толщины диэлектрика. В отдельных образцах величина показателя a_2 изменяется от 7 до 12, а показателя a_3 — от 8 до 13.

Величина ΔQ_u слабо изменяется с изменением напряжения и лежит в пределах $(1-3) \cdot 10^{-14}$ к.

Коэффициенты n_{u0} и I_{u0} задавались чувствительностью схемы и в данном случае принимались равными:

$$n_{u0} = 10^{-2} \text{ 1/сек};$$

$$I_{u0} = \Delta Q_u n_{u0} = 10^{-14} \cdot 10^{-2} = 10^{-16} \text{ к/сек}. \quad (10)$$

Опыты показали, что изменение толщины диэлектрика не оказывается на зависимости $I_u(E)$,

которая для образцов с площадью электродов 1 см^2 для температуры 80°C хорошо отображается формулой

$$I_u = 10^{-16} \left(\frac{E}{E_n} \right)^9 [\text{к/сек}]. \quad (11)$$

Соответственно для мощности ЧР в образцах с площадью электродов 1 см^2 при температуре 80°C имеем:

$$P_u = 5 \cdot 10^{-13} \left(\frac{E}{E_n} \right)^{10} [\text{вт}]. \quad (12)$$

Интенсивность ЧР так же, как и напряжение начальных ЧР, существенно зависит от температуры изоляции.

На рис. 6 приведены зависимости интенсивности ЧР от температуры для образцов изоляции, пропитанных конденсаторным и трансформаторным маслами.

Как интенсивность частичных разрядов, так и интенсивность свечения (фототок) возрастают с ростом температуры согласно соотношениям:

$$I_u = I'_{u0} e^{a_1(t-t_0)}; \quad (13)$$

$$I'_{\Phi0} = I_{\Phi0} e^{a_1(t-t_0)}, \quad (14)$$

где I'_{u0} и $I'_{\Phi0}$ — относительная интенсивность ЧР и фототок при температуре t_0 .

Величина показателя a_1 приблизительно равна 0,09.

Так, для образцов с площадью электродов 1 см^2 при напряженности 200 кв/мм

$$I_u = 10^{-14} e^{0.09(t-t_0)} [\text{к/сек}], \quad (15)$$

где $t_0 = 20^\circ\text{C}$.

Изменение интенсивности ЧР от температуры изоляции в соответствии с формулой (13) качественно совпадает с аналогичной зависимостью (4), полученной на основании зависимости проводимости или вязкости жидкости от температуры.

Для уточнения влияния проводимости и вязкости пропитывающего состава на интенсивность ЧР были поставлены опыты на образцах изоляции из

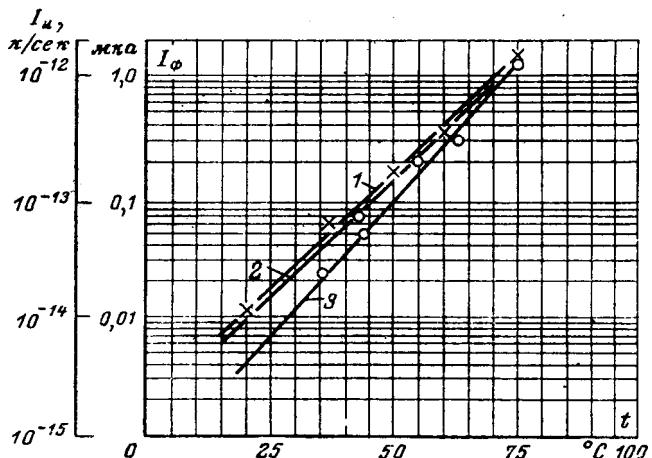


Рис. 6. Зависимость интенсивности ЧР I_u и фототока I_Φ от температуры изоляции, $d=80$ мк.
1 — I_u , пропитка конденсаторным маслом, $E=200$ кв/мм; 2 — I_u , пропитка трансформаторным маслом, $E=200$ кв/мм;
3 — I_Φ , пропитка конденсаторным маслом, $E=150$ кв/мм.

конденсаторной бумаги КОН-II 8 листов по 10 мк, пропитанной конденсаторным, трансформаторным и кабельным маслами. Результаты опытов приведены на рис. 7. Из этих кривых видно, что если в первом и втором случаях кривые практически совпадают, то для третьего случая (пропитка кабельным маслом) интенсивность ЧР на постоянном напряжении заметно ниже. Это подтверждает сказанное выше о том, что известное значение в развитии ЧР на постоянном напряжении играют процессы диффузии, определяемые вязкостью пропитывающего состава. Этим можно объяснить экспериментальные данные [Л. 6], по которым на постоянном напряжении лучшими характеристиками обладает изоляция, пропитанная более вязким пропитывающим составом.

Проводимость пропитывающего состава, измеренная на низком напряжении, не оказывает существенного влияния на изменение характеристик ЧР при постоянном напряжении.

Все это относится к случаю технически полного отсутствия влаги в пропитывающем составе и бумажной изоляции.

Связь между зависимостями напряженности начальных ЧР от температуры и интенсивности ЧР от температуры и напряжения. Полученная зависимость напряженности начальных ЧР от температуры (рис. 2) не может быть объяснена изменениями распределения напряжения по компонентам изоляции при изменении температуры, так как зависимости от температуры проводимости масла, объемной и поверхностной проводимости бумаги, пропитанной маслом, практически одинаковы.

Эти зависимости хорошо отображаются формулой

$$\gamma = \gamma_0 e^{a_1(t-t_0)}, \quad (16)$$

где γ_0 — проводимость при температуре t_0 ;

γ — проводимость при температуре t ;

a_1 — температурный коэффициент увеличения проводимости, равный 0,04 1/°C для бумажно-масляной изоляции.

Зависимость напряжения (напряженности) начальных ЧР на постоянном напряжении от температуры может быть объяснена двумя причинами: зависимостью электрической прочности жидкого диэлектрика от температуры и зависимостью интенсивности ЧР от температуры.

Электрическая прочность жидкого диэлектрика при изменении температуры от 20 до 80°C изменяется весьма незначительно и поэтому не мо-

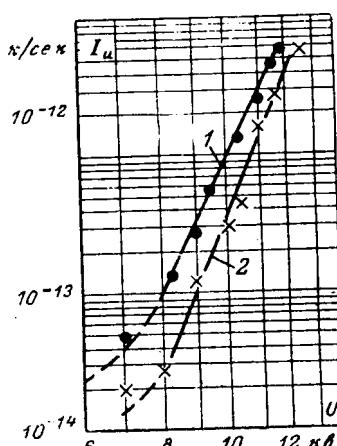


Рис. 7. Зависимость интенсивности ЧР от напряжения, $d=80$ мк.

1 — пропитка конденсаторным или трансформаторным маслом; 2 — пропитка вязким кабельным маслом С-220, $t=80$ °C.

жет существенно повлиять на изменение интенсивности частичных разрядов.

Рассмотрим более подробно вторую возможную причину.

Регистрация напряжения начальных ЧР производится при определенной интенсивности регистрируемого процесса, определяемой методикой регистрации и чувствительностью примененной схемы регистрации. Так как с ростом температуры существенно растет интенсивность ЧР, то можно предположить, что это обстоятельство может явиться причиной снижения измеренной величины напряжения начальных ЧР с ростом температуры.

Можно считать, что минимальная регистрируемая относительная интенсивность ЧР I_{n0} , соответствующая напряженности начальных частичных разрядов E_n , определяется (10).

Для зависимости I_n от напряженности в соответствии с (7) и (11) имеет место зависимость

$$\frac{I_n}{I_{n0}} = \left(\frac{E}{E_n} \right)^{a_2}. \quad (17)$$

Интенсивность ЧР при напряженности E_n меняется от температуры согласно (13).

Можно считать, что если при температуре t_0 при напряженности начальных ЧР E_{n0} имеет место интенсивность I_{n0} , то при другой температуре t эта же интенсивность I_{nt} будет иметь место при другой напряженности начальных ЧР E_{nt} . Поэтому на основании (13) и (17) можно написать:

$$\frac{I_{n0} e^{a_1(t-t_0)}}{I_{n0}} = \left(\frac{E_{n0}}{E_{nt}} \right)^{a_2} \quad (18)$$

или

$$E_{nt} = E_{n0} e^{-\frac{a_1(t-t_0)}{a_2}}. \quad (19)$$

При $a_2 = 9$ и $a_1 = 0,09$ имеем:

$$E_{nt} = E_{n0} e^{-10^{-2}(t-t_0)}. \quad (20)$$

Согласно (20), изменение температуры от 20 до 80°C должно приводить к изменению напряженности начальных ЧР приблизительно в 2 раза. Эксперименты [см. формулу (5)] хорошо соответствуют полученному соотношению, хотя количественно наблюдается несколько более сильная зависимость — при изменении температуры в указанном диапазоне напряженность начальных ЧР изменяется приблизительно в 3 раза, что можно объяснить дополнительным влиянием ряда неучтенных факторов (например, зависимостью электрической прочности жидкого диэлектрика от температуры).

Выводы. 1. Характеристики ЧР на постоянном напряжении существенно зависят от вязкости пропитывающего состава и практически не зависят от его проводимости, измеренной при низких напряженностях.

2. Увеличение вязкости пропитывающего состава приводит к уменьшению интенсивности ЧР. Поэтому на постоянном напряжении лучшими характеристиками должна обладать изоляция, пропитанная более вязким пропитывающим составом.

3. Для конденсаторной изоляции, пропитанной как вязким (С-220), так и маловязким (конденса-

Динамическое программирование расчета оптимальных электрических машин на ЦВМ

Канд. техн. наук Дж. А. АВЕТИСЯН и доктор техн. наук, проф. А. И. БЕРТИНОВ
Москва

Задача расчета оптимальной электрической машины может быть сведена к задаче поиска максимума функций многих переменных (общая задача математического программирования). Практическое ее решение даже при использовании быстродействующих ЦВМ связано с значительными затруднениями, обусловленными большим числом искомых переменных.

В [Л. 1] обсуждаются логические структуры многоэтапного вычислительного процесса выбора оптимальных размеров электрических машин, которые получены на основе интуитивного принципа оптимальности [Л. 3 и 4] и могут в некоторых случаях привести к эффективным «самонастраивающимся» алгоритмам численного поиска максимума. В настоящей работе показывается, что указанные структуры являются следствием рекуррентных соотношений Р. Беллмана, а также устанавливаются области их применения. С этой целью задача максимизации функции многих переменных предварительно представляется в виде задачи динамического программирования. В качестве примера рассматривается оптимизация расчета синхронного генератора с помощью ЦВМ.

Преобразование исходной задачи. Сущность принципа динамического программирования [Л. 3 и 4] заключается в преобразовании одновременного (одноэтапного) процесса выбора многих переменных в развернутый во времени (многоэтапный) процесс, в котором на каждом этапе осуществляется выбор гораздо меньшего числа переменных. Такое преобразование во многих практических задачах оказывается полезным и значительно облегчает решение.

Многоэтапная трактовка процессу поиска максимума может быть дана в случае, если движение к максимуму происходит путем последовательных приближений. При этом первоначально задаются произвольными значениями искомых переменных x_{i0} ($i=1, 2, \dots, n$) таким образом, чтобы удовлетворить ограничениям (лимитерам) задачи. Послед-

торное и трансформаторное) маслами, мощность ЧР пропорциональна десятой степени напряжения.

4. Интенсивность (мощность) ЧР существенно возрастает с увеличением температуры изоляции. Структура формулы для этой зависимости сходна с аналогичными соотношениями для проводимости и для величины, обратно пропорциональной вязкости пропитывающего состава.

5. Напряженность начальных ЧР уменьшается с ростом температуры изоляции. Это объясняется зависимостью интенсивности ЧР от температуры.

Литература

1. Кучинский Г. С. и Каплан Д. А., Допускаемые напряженности для бумажно-масляной изоляции аппаратов,

ние образуют замкнутое множество D , которому должен принадлежать вектор состояния $X(x_1, x_2, \dots, x_n)$, определяемый значениями переменных x_i . Заданному первоначальному состоянию $X_0(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0})$ соответствует определенное значение максимизируемой функции (функции выгоды) $M_0(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0})$. Дальнейшие операции заключаются в приращении Δx_i первоначальным значениям переменных x_{i0} таким образом, чтобы максимизировать значение функции $M(x_{10} + \Delta x_1, x_{20} + \Delta x_2, \dots, x_{n0} + \Delta x_{n0})$, не выходя за пределы множества D .

Если ввести обозначение

$$\Delta M = M(x_{i0} + \Delta x_i) - M(x_{i0}), \quad (1)$$

то рассматриваемую задачу можно формулировать следующим образом: максимизировать функцию $\Delta M(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}, \Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n)$ по переменным Δx_i так, чтобы $X \in D$. Абсолютная величина максимального приращения ΔM будет, очевидно, зависеть лишь от первоначального состояния X_0 . Обозначив ее через $f(X_0)$, имеем:

$$f(X_0) = \max_{\Delta x_1} \max_{\Delta x_2} \dots \max_{\Delta x_n} \Delta M(X_0, \Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n), \quad (2)$$

где максимум берется по всем Δx_i , удовлетворяющим условию

$$X(X_0, \Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n) \in D. \quad (3)$$

Данная формулировка ничем не отличается от формулировки обычной задачи максимизации. Для преобразования рассматриваемого процесса поиска в многоэтапный процесс будем предполагать, что выбор оптимальных приращений искомых переменных осуществляется не одновременно, а в определенной последовательности друг за другом. При этом безразлично, в каком порядке выбирать приращения, но если мы уж выбрали произвольный порядок, то надо придерживаться его до конца. Допустим, что сначала выбираем Δx_1 , затем Δx_2

работающих в электропереходах постоянного тока, «Электричество», 1961, № 5.

2. Ренне В. Т., Степанов С. И. и Лаврова Д. С., Ионизационные процессы в диэлектрике бумажно-масляных конденсаторов при постоянном напряжении, «Электричество», 1963, № 5.

3. Под ред. Г. С. Кучинского, Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях, Госэнергоиздат, 1963.

4. Кучинский Г. С. и Лысаковский Г. Г., Исследование начальных стадий ионизационных процессов в бумажно-масляной изоляции, Известия вузов, «Энергетика», 1964, № 8.

5. Пинталь Ю. С., Ионизационные характеристики и старение бумажно-масляной конденсаторной изоляции, «Электротехника», 1965, № 1.

6. O. Grassig, Ch. Held, «Gas Kabelproblem bei Gleichstrom-Höchstspannungübertragungen», BWK, 7 (1959).

[27.10.1965]



и т. д. После выбора Δx_1 состояние системы определяется вектором

$$X_1(X_0 + \Delta x_1, x_{20}, \dots, x_{n0}) = X_1(X_0, \Delta x_1).$$

После выбора Δx_2 состояние системы определяется вектором

$$\begin{aligned} X_2(x_{10} + \Delta x_1, x_{20} + \Delta x_2, x_{30}, \dots, x_{n0}) = \\ = X_2(X_0, \Delta x_1, \Delta x_2) = X_2(X_1, \Delta x_2). \end{aligned}$$

Таким образом, после выбора Δx_k состояние системы будет определяться вектором

$$X_k = X_k(X_{k-1}, \Delta x_k). \quad (4)$$

Аналогичным образом каждое приращение Δx_i определяет соответствующее приращение функции выгоды

$$\Delta M_k = \Delta M_k(X_{k-1}, \Delta x_k) \quad (k=1, 2, \dots, n). \quad (5)$$

Следовательно, полное приращение функции выгоды после выбора приращений для всех переменных можно представить в виде суммы

$$\Delta M = \sum_{k=1}^n \Delta M_k(X_{k-1}, \Delta x_k). \quad (6)$$

Пользуясь (6), максимальное полное приращение функции выгоды представим следующим образом:

$$\begin{aligned} f(X_0) = \max_{\Delta x_1} \max_{\Delta x_2} \dots \max_{\Delta x_n} [\Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + \\ + \Delta M_2(X_1, \Delta x_2) + \dots + \Delta M_n(X_{n-1}, \Delta x_n)]. \quad (7) \end{aligned}$$

Так как ΔM_1 не зависит от приращений $\Delta x_2, \dots, \Delta x_n$, то выражение (7) преобразуем следующим образом:

$$\begin{aligned} f(X_0) = \max_{\Delta x_1} \{ \Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + \max_{\Delta x_2} \max_{\Delta x_3} \dots \max_{\Delta x_n} [\Delta M_2 \times \\ \times (X_1, \Delta x_2) + \Delta M_3(X_2, \Delta x_3) + \\ + \dots + \Delta M_n(X_{n-1}, \Delta x_n)] \}. \quad (8) \end{aligned}$$

Вторая составляющая в фигурных скобках есть максимальное приращение функции выгоды для случая, когда начальный вектор состояния определяется X_1 . Поэтому можно написать:

$$f(X_0) = \max_{\Delta x_1} \{ \Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + f(X_1) \}. \quad (9)$$

Максимальное приращение $f(X_0)$ представляет собой выгоду, полученную в результате последовательного выбора приращений для всех n переменных, т. е. выгоду n -этапного процесса, а максимальное же приращение $f(X_1)$ — выгоду, полученную в результате выбора приращений для $(n-1)$ переменных, т. е. выгоду $(n-1)$ -этапного процесса.

Для учета этого обстоятельства (9) запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} f_n(X_0) = \max_{\Delta x_1} \{ \Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + f_{n-1}(X_1) \} = \\ = \max_{\Delta x_1} \{ \Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + f_{n-1}[X_1(X_0, \Delta x_1)] \}. \quad (10) \end{aligned}$$

Уравнение (10) представляет собой рекуррентное соотношение Р. Беллмана [Л. 3 и 4]. Таким образом, обычная задача максимизации функции многих переменных может быть представлена в виде задачи динамического программирования, если процесс поиска максимума представить N -этапным процессом последовательных приближений, на каждом этапе которого осуществляется

выбор одного (в общем случае нескольких) переменного. Если $N=n$, то на каждом этапе максимизируется функция одной переменной, как это было показано выше. Однако с таким же успехом можно организовать процесс при $N < n$, когда на каждом этапе максимизируется функция двух или более переменных.

Вычислительный процесс. Для уяснения вычислительных процессов, реализующих рекуррентные соотношения Р. Беллмана, рассмотрим конкретный пример максимизации функции трех переменных.

Аналогичным образом могут быть представлены численные решения задачи для любого числа переменных. Последовательность рекуррентных соотношений для рассматриваемого случая имеет вид:

$$f_3(X_0) = \max_{\Delta x_1} \{ \Delta M_1(X_0, \Delta x_1) + f_2[X_1(X_0, \Delta x_1)] \}; \quad (11)$$

$$f_2(X_1) = \max_{\Delta x_2} \{ \Delta M_2(X_1, \Delta x_2) + f_1[X_2(X_1, \Delta x_2)] \}; \quad (12)$$

$$f_1(X_2) = \max_{\Delta x_3} \Delta M_3(X_2, \Delta x_3). \quad (13)$$

При этом необходимо выполнение условия

$$X(x_1, x_2, x_3) \in D. \quad (14)$$

Формальная вычислительная схема Беллмана, в общем случае пригодная для определения глобального максимума, заключается в следующем. Сначала задается множеством состояний X_2 , удовлетворяющих условию (14) и равномерно распределенных на плоскости A (обозначена штриховкой на рис. 1), которая параллельна плоскости, образованной осями x_1 и x_2 , и проходит через точку X_0 .

Для каждого X_2 , пользуясь (13), определяем $f_1(X_2)$, что не представляет никаких принципиальных затруднений. Табулированные значения $f_1(X_2)$ в допустимой области запоминаем. В результате с помощью интерполяции полученных значений можно определить $f_1(X_2)$ для любого $X_2 \in D$. Затем задается множеством состояний $X_1 \in D$, равномерно распределенных на прямой B (рис. 1), которая параллельна оси x_1 и проходит через точку X_0 . Для каждого из них, пользуясь (12), определяем $f_2(X_1)$. Полученные табулированные значения $f_2(X_1)$ также запоминаем. После этого определение $f_3(X_0)$ при заданном значении X_0 с помощью (11) осуществляется достаточно просто [Л. 3 и 4].

Несмотря на внешнюю простоту изложенной вычислительной схемы, ее реализация при боль-

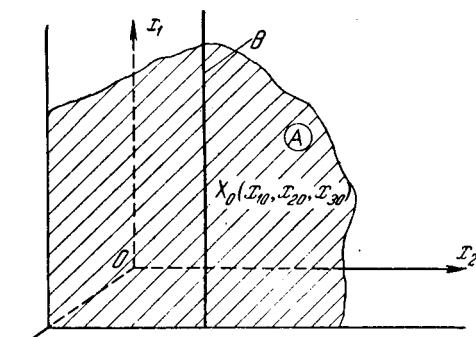


Рис. 1.

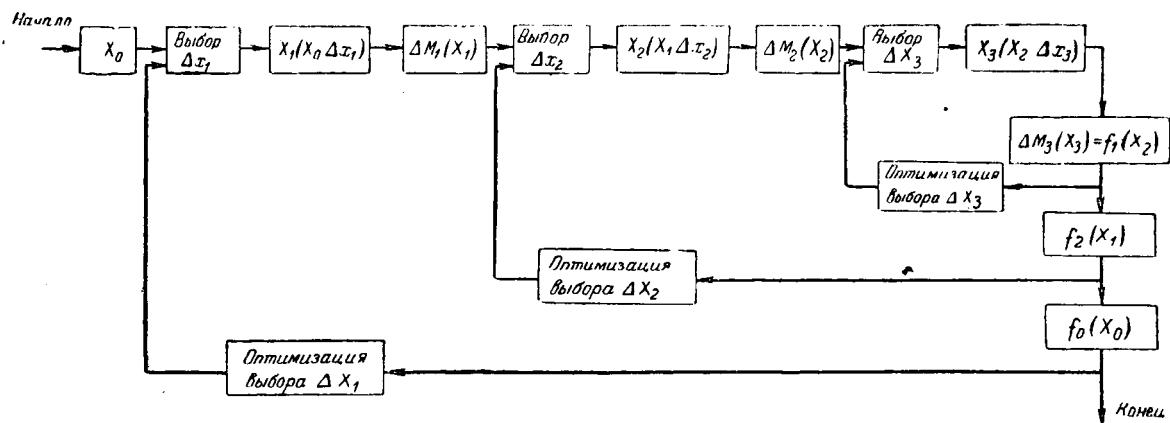


Рис. 2. Замкнутая структура рекуррентных соотношений для случая трех переменных.

шом числе искомых переменных практически невозможна даже с помощью современных быстродействующих ЦВМ. Дело в том, что промежуточные функции состояния, которые необходимо табулировать и запоминать, сами являются функциями многих переменных. Например, пользуясь (4):

$$f_1(X_2) = f_1(X_0, \Delta x_1, \Delta x_2) = f_1(\Delta x_1, \Delta x_2);$$

$$f_2(X_1) = f_2(X_0, \Delta x_1) = f_2(\Delta x_1),$$

т. е. в общем случае для определения максимума функции n переменных необходимо табулировать и запоминать последовательность функций, соответственно зависящих от $(n-1)$, $(n-2)$ и так далее переменных.

Как известно, табулирование функции многих переменных связано с теми же затруднениями, что и поиск максимума методом прямого перебора. Например, при табулировании функции четырех переменных, если предположить, что каждая переменная в допустимой области задается сеткой в 100 шагов, необходимо просчитать и запомнить $100 \times 100 \times 100 \times 100 = 10^8$ значений функций.

Современные ЦВМ не обладают такой памятью. Кроме того, если принять, что расчет одного значения функции на ЦВМ длится 0,1 сек, то время для табулирования 10^8 значений составит приблизи-

тельно 2800 ч, или около 4 мес. Таким образом, общая вычислительная схема Беллмана не дает существенных выгод решения рассматриваемой задачи по сравнению с методом прямого перебора.

Для поиска возможностей резкого упрощения вычислительного процесса рассмотрим структурную схему, отражающую последовательность вычислений согласно рекуррентным соотношениям (11)–(13) (рис. 2). Структурная схема имеет параллельные обратные связи, с помощью которых осуществляется максимизация по соответствующим приращениям искомых переменных.

В случае поиска глобального (абсолютного) максимума частичный процесс максимизации с помощью обратной связи заключается в табулировании ряда возможных значений Δx_i в области D и соответствующих значений функций $f(X)$ и определения максимального значения с помощью интерполяции. Если табулирование Δx_i осуществляется с достаточно малым шагом, то практически необходимость в интерполяции отпадает. При этом достаточно просмотреть всю возможную сетку по Δx_i и посредством последовательных сравнений запомнить только значение, при котором соответствующая функция выгоды достигает максимума. Таким образом, для вычислений по полной структурной схеме (рис. 2) отпадает необходимость в огромной памяти машины, требуемой общей вычислительной схемой Беллмана.

Однако другое препятствие, заключающееся в недопустимо большом времени поиска даже на ЦВМ в случае большого числа переменных, сохраняется в полной мере. Как видно из рис. 2, для каждого шага по Δx_2 необходимо перебрать все табулированные значения Δx_3 , для каждого шага по Δx_1 необходимо перебрать все значения Δx_2 и т. д.

Прогресс в этом вопросе может быть достигнут, если наложить на структурную схему ограничение, присущее многим методам математического программирования, а именно, отказаться от цели найти глобальный максимум и вести только поиск локального максимума. В этом случае процесс максимизации по отдельным приращениям Δx_i существенно облегчается. Перебор всех значений Δx_i становится излишним. Достаточно лишь каким-либо способом, хотя бы с помощью пробного шага, определить знак Δx_i и затем «шагать» в полученным

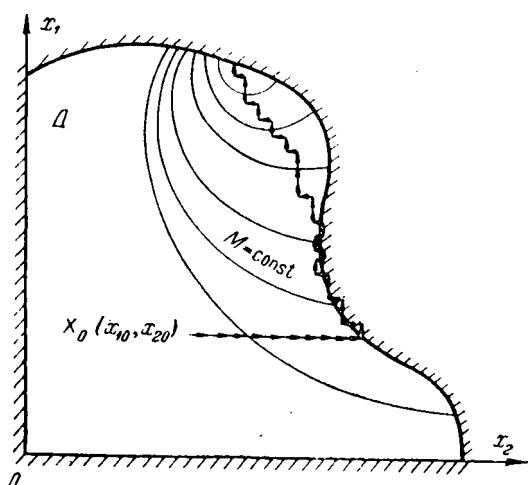


Рис. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

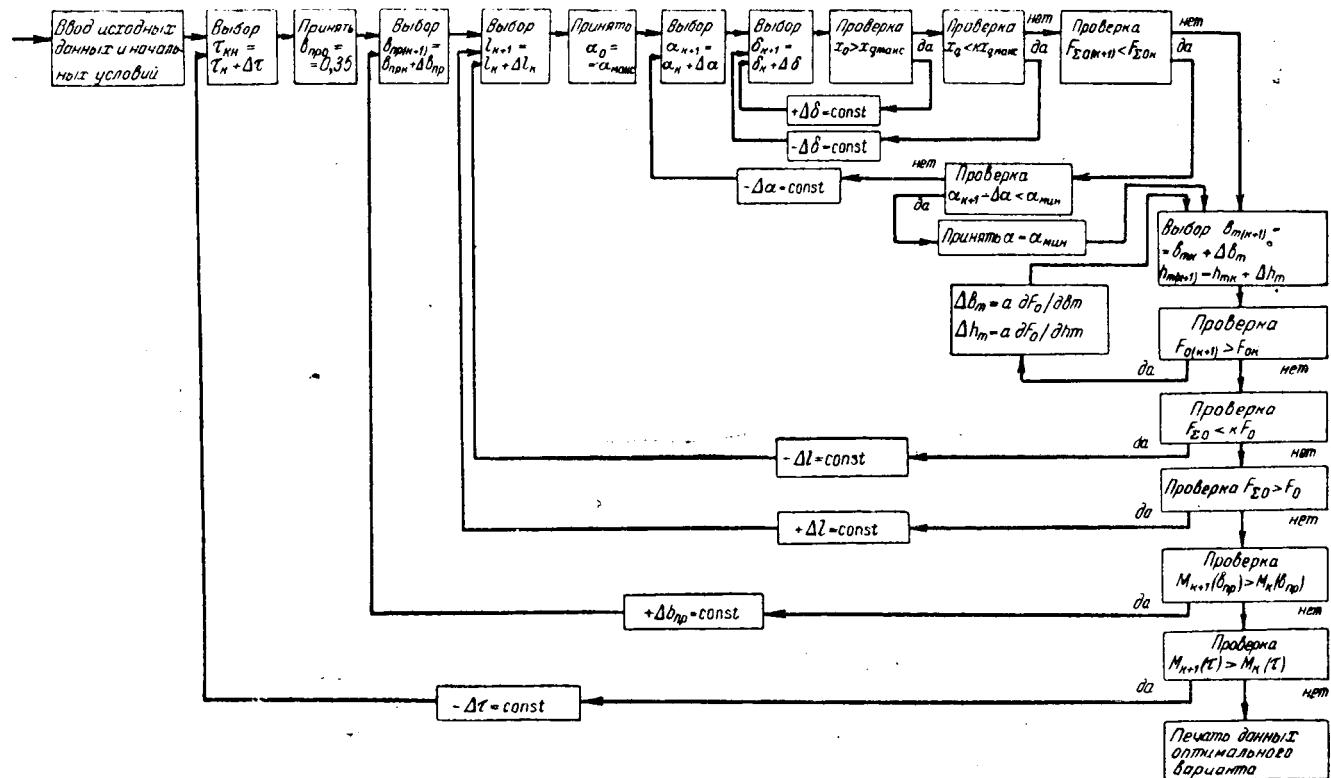


Рис. 4. Логическая схема вычислений.

направлении до тех пор, пока дальнейшее увеличение соответствующих функций выгоды станет невозможным.

Значение Δx_i , соответствующее максимуму функции выгоды, необходимо «запомнить» и принять в качестве начального условия при следующем повторении данного цикла. При таком способе поиска каждый шаг по Δx_2 требует лишь небольшого числа шагов по Δx_3 , каждый шаг по Δx_1 — небольшого числа шагов по Δx_2 и т. д. Для наглядности на рис. 3 показан аналогичный процесс поиска относительного максимума для случая двух переменных.

Таким образом, ограничение возможностей метода только поиском относительного максимума значительно сокращает время поиска. Получаемый выигрыш во времени поиска компенсирует ограничение, наложенное на возможности поиска. При наличии нескольких максимумов в допустимой области D поиск можно повторить несколько раз, начиная с различных начальных состояний X_0 , и определить наибольший максимум.

Пример. Пользуясь изложенным методом, были разработаны алгоритмы для расчета оптимальных явнополюсных синхронных генераторов с помощью ЦВМ. На рис. 4 приведена логическая схема вычислений для случая, когда поиск оптимума ведется по семи переменным (полюсное деление τ , расчетная длина l , расчетная ширина паза b_{pr} , длина зазора δ , коэффициент полюсного перекрытия a , ширина полюсного сердечника b_m , высота полюсного сердечника h_m).

В качестве функции выгоды (критерий оптимальности), подлежащей максимизации, принят коэффициент использования

$$M = \frac{P_n}{V_r}, \quad (15)$$

где P_n — номинальная активная мощность генератора;

$V_r = \frac{\pi D^2 a l}{4}$ — активный объем генератора, определяемый внешним диаметром статора и расчетной длиной.

В качестве основных лимитов, фигурирующих в большинстве проектных заданий, учитываются превышения температур якоря и возбуждения и перегрузочная способность генератора. В высокочастотных машинах превышения температур обмоток равны предельным значениям, поэтому соответствующие лимиты представляются в виде равенств. Последние в данном случае учитываются косвенным образом с помощью произведения (A_j) , где A — линейная нагрузка, j — плотность тока.

Для существующих серий электрических машин A_j можно функционально связать с τ путем обработки статистических данных. Зависимость A_j от τ имеет монотонно нарастающий характер и на небольших участках может быть линейно аппроксимирована в виде

$$A_j = c_1 + c_2 \tau,$$

что позволяет автоматически выбирать значения j для обмоток.

Лимитер по перегрузочной способности представляется в виде неравенства, ограничивающего предельное значение относительного реактанса x_0 [Л. 1]. Удовлетворение этого ограничения достигается путем варьирования размеров воздушного

зазора δ и a (рис. 4). Частичным критерием оптимальности для выбора последних служит полная н. с. $F_{\Sigma 0}$, действующая между соседними полюсными наконечниками [Л. 1].

Значения δ и a необходимо выбрать таким образом, чтобы минимизировать н. с. $F_{\Sigma 0}$ и одновременно удовлетворить перегрузочной способности. Можно показать, что практически минимум $F_{\Sigma 0}$ достигается на границе допустимой области, обусловленной лимитером по перегрузочной способности. Это позволяет производить выбор δ из условия равенства перегрузочной способности предельному значению, а выбор a из условия минимизации $F_{\Sigma 0}$ [Л. 1]. При этом необходимо учитывать ограничения на диапазон изменения a и минимально допустимое δ .

Частичным критерием оптимальности для выбора геометрических размеров индуктора b_m и h_m является максимальное значение н. с. F_0 , действующей между соседними полюсными наконечниками, которое может обеспечить индуктор [Л. 1 и 2]. Оптимизация значений b_m и h_m осуществляется с помощью градиентного метода [Л. 2].

Выбор расчетной длины l осуществляется из условия равенства н. с. $F_{\Sigma 0}$, которая требуется для проведения потока через зазор и якорь и преодоления реакции якоря, и н. с. F_0 , которую может обеспечить индуктор для указанных целей. Равенство считается выполненным, если удовлетворяется условие

$$kF_0 \leq F_{\Sigma 0} \leq F_0. \quad (16)$$

Выбор величины k определяет точность выполнения $F_{\Sigma 0} \approx F_0$. В проведенных расчетах принято $k=0,98$. В случае, если $F_{\Sigma 0} > F_0$, то l дискретно увеличивается до тех пор, пока не будет выполнено условие (16). Если $F_{\Sigma 0} < F_0$, то, наоборот, l дискретно уменьшается до тех пор, пока не выполнится условие (16).

Выбор оптимальных значений расчетной ширины паза b_{np} (максимизация по b_{np}) осуществляется путем дискретного увеличения b_{np} до тех пор, пока не прекратится увеличение функции M , определяемой уравнением (15). Начальное значение b_{np} для каждого цикла принимается таким, чтобы отношение b_{np} к зубцовому делению t_z было равно 0,35.

Выбор оптимального значения полюсного деления (максимизация по τ) осуществляется путем дискретного уменьшения τ до тех пор, пока не прекратится увеличение функции M , также определяемой (15). Начальное значение τ принимается заранее большим, чем оптимальное значение. Конструктивные ограничения по соображениям механической прочности в данном примере не учитываются.

Согласно изложенной логической схеме (рис. 4) проведена оптимизация расчета синхронного генератора, рассмотренного в качестве примера в [Л. 5]*. Результаты расчета на ЦВМ показали, что коэффициент использования, определяемый уравнением (15), может быть улучшен в 1,11 раза, т. е. примерно на 11%. При этом превышения температур обмоток якоря и возбуждения находятся на уровне предельно допустимой (70°C), что привело к заметному повышению плотностей тока якоря и возбуждения. Несмотря на это, к. п. д. оптимального варианта по сравнению с исходным [Л. 5] уменьшился всего на 0,4%, т. е. практически остался почти без изменения. Это объясняется тем, что с увеличением электромагнитных нагрузок одновременно произошло заметное уменьшение активного объема и веса, в результате чего величина суммарных потерь осталась на прежнем уровне.

Приведенный пример показывает, что на основе принципа динамического программирования могут быть построены эффективные алгоритмы для расчета на ЦВМ оптимальных электрических машин, которые позволяют вести поиск по всем независимым переменным машинам.

Литература

1. Аветисян Дж. А. и Бертинов А. И., Многозадачные процессы выбора оптимальных размеров электрических машин, «Электричество», 1966, № 6.
2. Аветисян Дж. А. и Бертинов А. И., Оптимальное проектирование индуктора явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1965, № 6.
3. Беллман Р., Динамическое программирование, Изд-во иностранной литературы, 1960.
4. Беллман Р. и Дрейфус С., Прикладные задачи динамического программирования, изд-во «Наука», 1965.
5. Сергеев П. С. и др., Проектирование электрических машин, Госэнергоиздат, 1956.

[5.7.1965]

* Программирование и расчет на ЦВМ выполнены В. Рыболовной на машине типа БЭСМ-2М.



Советские энергетики, строители и монтажники электростанций и электросетей! Быстрее вводите мощности на электростанциях и новые линии электропередач, снижайте стоимость строительства и эксплуатации энергосистем!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

О критериях для оценки электромагнитов

Г. А. БУГАЕВ

Чебоксары

Оптимизация конструкций электромагнитных механизмов является одной из актуальных задач низковольтного аппаратостроения. В работах [Л. 1—4] предложен ряд критериев — показателей эффективности электромагнита. Наиболее обоснованы из них безразмерные характеристики, предложенные И. И. Пеккером [Л. 3 и 4].

Эти характеристики являются критериями подобия. Уравнения, по которым они построены, представляют собой безразмерные комплексы, составленные из размерных величин, характеризующих процесс работы электромагнита. Уравнения выведены с помощью классических методов теории подобия, развитых применительно к электромагнитам [Л. 5].

Однако широкому использованию и признанию данных критериев препятствует недостаточная наглядность результатов, получаемых с помощью рассматриваемых критериев, в том виде, как они представлены в [Л. 3 и 4].

В статье делается попытка достичь большей наглядности критериев такого рода, основываясь на элементарных представлениях о подобии электромагнитов постоянного тока, с последующей проверкой и необходимой корректировкой полученных выражений.

Наиболее удобным и наглядным является сопоставление геометрически подобных электромагнитов при постоянстве значений магнитной индукции в сходных точках, что было впервые сделано в [Л. 6 и 7].

Однако при этом не соблюдается условие постоянства температуры нагрева обмотки; в частности, у электромагнитов постоянного тока превышение температуры обмоток изменяется обратно пропорционально изменению линейных размеров.

Более близким к действительности является сопоставление подобных электромагнитов при условии постоянства превышения температуры обмотки.

Согласно [Л. 8] можно установить, что у геометрически подобных электромагнитов постоянного тока с ненасыщенной магнитной системой (считая постоянной магнитную проницаемость материала магнитопровода) величина индукции в сходных точках изменяется пропорционально изменению корня квадратного из линейных размеров. По иному, чем в предыдущем случае, изменяются и другие параметры электромагнита. Это различие иллюстрирует табл. 1.

Из табл. 1 следует, что широко распространенный в [Л. 2, 9 и 10] показатель в виде соотношения между весом электромагнита и его максимальной условной полезной работой пригоден для сравнительной оценки электромагнитов только в случае равенства величин их индукций, т. е. практически применим лишь для сопоставления близких по весу электромагнитов, работающих в одинаковых режимах. В еще большей мере это относится к другому предложенному в [Л. 2] показателю — соотношению между потребляемой мощностью и условной работой.

Это соотношение сохраняет постоянную величину у каждого электромагнита в пределах ненасыщенного состояния [Л. 11 и 12], но, как видно из табл. 1, в обоих случаях изменяется с изменением размеров электромагнита.

Однако влияния размеров на величины показателей можно избежать.

Примем в качестве меры линейных размеров корень кубический из объема электромагнита и введем его (в соответствующей степени) в выражение рассматриваемого энергетического показателя

$$\frac{A}{P \sqrt[3]{O^2}}. \quad (1)$$

Легко убедиться, что соотношение (1) сохраняется неизменным у геометрически подобных электромагнитов как при постоянстве индукции, так и при постоянстве превышения температуры. Это же свойство обретает и первый показатель, если его представить в виде

$$\frac{A}{\vartheta \sqrt[3]{J^4}}, \quad (2)$$

или по аналогии с (1)

$$\frac{A}{\vartheta \sqrt[3]{O^4}}. \quad (2a)$$

Следует заметить, что показатель (2a) более всеобъемлющ, а (1) является его составной частью. В самом деле, как показано в [Л. 11 и 12], полная механическая и максимальная условная полезная работа электромагнита определяется из выражения

$$A = a G_m G_e G_t \vartheta, \quad (3)$$

где a — коэффициент, зависящий от выбора единиц измерения и ряда других факторов;

G_m , G_e , G_t — соответственно магнитная, электрическая и тепловая проводимости элементов электромагнита.

Таблица 1

Наименование параметра	Обозначение	Степень изменения	
Линейные размеры	O	k^1	
Объем	O	k^3	
Вес	J	k^3	
Стоимость активных материалов (при ценах, независимых от сортамента)	C	k^3	
Индукция	B	k^0	$k^{1/2}$
Н. с. обмотки	F	k^1	$k^{3/2}$
Потребляемая мощность	P	k^1	k^2
Превышение температуры	ϑ	k^{-1}	k^0
Работоспособность (максимальная условная полезная работа)	A	k^3	k^4

Подставив в (3) выражение тепловой проводимости $G_t = \frac{P}{\vartheta}$, получим:

$$A = aG_m G_\vartheta P. \quad (4)$$

Сопоставляя выражения (3) и (4), можно написать равенство

$$\frac{A}{\vartheta} = \frac{A}{P} G_t, \quad (5)$$

разделив обе части которого на $\sqrt[3]{O^4}$, получим:

$$\frac{A}{\vartheta \sqrt[3]{O^4}} = \frac{A}{P \sqrt[3]{O^2}} \frac{G_t}{\sqrt[3]{O^2}} = \frac{A}{P \sqrt[3]{O^2}} \frac{P}{\vartheta \sqrt[3]{O^2}}. \quad (5a)$$

Равенство (5a) содержит три показателя: $\frac{A}{\vartheta \sqrt[3]{O^4}}$ дает общую оценку работоспособности электромагнита; $\frac{A}{P \sqrt[3]{O^2}}$ оценивает его с точки зрения электромагнитных процессов преобразования электрической энергии в механическую; $\frac{P}{\vartheta \sqrt[3]{O^2}}$ характеризует теплоотдачу обмотки электромагнита.

Как видно из выражения (4), второй показатель можно в свою очередь подразделить на два показателя, характеризующих магнитопровод (магнитную цепь) и обмотку (электрическую цепь) электромагнита.

Учитывая, что под электрической проводимостью G_ϑ в выражениях (3) и (4) фактически подразумевается добротность обмотки [Л. 13], представляющая собой отношение квадрата н. с. обмотки F^2 к потребляемой ею мощности:

$$G_\vartheta \equiv D_\vartheta = \frac{F^2}{P}, \quad (6)$$

из выражения (4) имеем:

$$A = aG_m F^2. \quad (7)$$

Из (7) получаем некоторую величину, характеризующую магнитопровод электромагнита; по аналогии с (6), назовем ее добротностью магнитопровода

$$D_m = \frac{A}{F^2} = aG_m. \quad (7a)$$

В результате из выражений (4), (6) и (7a) имеем:

$$\frac{A}{P} = D_m D_\vartheta \quad (8)$$

или, разделив на $\sqrt[3]{O^2}$, окончательно

$$\frac{A}{P \sqrt[3]{O^2}} = \frac{A}{F^2 \sqrt[3]{O^2}} \cdot \frac{F^2}{P \sqrt[3]{O^2}}. \quad (8a)$$

Выведенные выше показатели, как подтверждают данные табл. 1, сохраняются постоянными при изменении абсолютных размеров электромагнитов; однако поскольку эти показатели являются размерными величинами, их численные значения будут, в частности, зависеть от выбора единиц измерения. Более целесообразно пользоваться подобными им, но безразмерными выражениями, переход к которым легко осуществим.

Действительно, размерности трех показателей: $\frac{A}{F^2 \sqrt[3]{O^2}}$, $\frac{F^2}{P \sqrt[3]{O^2}}$ и $\frac{P}{\vartheta \sqrt[3]{O^2}}$ — это размерности магнитной проницаемости μ , электрической проводимости γ и коэффициента теплоотдачи a , т. е. тех физических постоянных, величины которых совместно с соотношениями размеров соответствующего элемента электромагнита определяют численное значение данного показателя. Разделив выражения вышеуказанных показателей на соответствующие постоянные, мы выделим их составляющие, определяемые лишь соотношением геометрических размеров и конструктивными факторами:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{A}{\mu F^2 \sqrt[3]{O^2}}; \\ & \frac{F^2}{\gamma P \sqrt[3]{O^2}}; \\ & \frac{P}{a \vartheta \sqrt[3]{O^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Поскольку при выводе выражений (9) не применялись строгие методы теории подобия, следует проверить их соответствие результатам строгих выводов, выполненных И. И. Пеккером.

В [Л. 5] дан вывод следующих основных критериев подобия для электромагнитов постоянного тока, работающих в стационарном режиме:

$$\left. \begin{aligned} \Pi_1 &= \frac{U}{j \rho \delta \omega}; \\ \Pi_2 &= \frac{j k_3 \delta \mu_0}{B_n}; \\ \Pi_3 &= \frac{j^2 \rho \delta k_3}{\vartheta \alpha}; \\ \Pi_4 &= \frac{Q}{k_3 \delta^3 B_n j}; \\ \Pi_5 &= \frac{F}{j k_3 \delta^2}; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где U — напряжение на зажимах обмотки;
 j — плотность тока;
 ω — число витков;
 k_3 — коэффициент заполнения;
 ρ — удельное сопротивление проводника;
 B_n — индукция в наиболее насыщенной части магнитопровода;
 Q — тяговое усилие электромагнита;
 δ — рабочий воздушный зазор.

Там же указано, что путем преобразования этих основных критериев можно получить ряд производных критериев, более удобных для решения конкретных задач. Рассмотрим следующие критерии, полученные таким путем:

$$\left. \begin{aligned} \Pi_m &= \frac{\Pi_4}{\Pi_2 \Pi_5^2} = \frac{A}{\mu_0 F^2 \delta}; \\ \Pi_3 &= \frac{\Pi_5}{\Pi_1} = \frac{F^2}{k_3 \gamma P \delta}; \\ \Pi_t &= \Pi_1 \Pi_3 \Pi_5 = \frac{P}{a \vartheta \delta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Сопоставляя соответствующие члены систем (9) и (11), можно отметить общую аналогичность их выражений при наличии следующих трех различий.

Во-первых, в выражениях (11) в качестве определяющего геометрического размера используется переменный рабочий зазор δ , а в (9) роль его выполняет постоянная для данного электромагнита величина $\sqrt[3]{O}$. Учитывая также, что электромагниты с вращающимся якорем не имеют строго определенной величины рабочего зазора, предпочтение отдадим величине $\sqrt[3]{O}$.

Во-вторых, в выражение P_m входит магнитная проницаемость вакуума μ_0 , а в первое выражение системы (9) — проницаемость стали магнитопровода μ . Считая проницаемость стали не зависящей от соотношения размеров электромагнита (для рассматриваемого ненасыщенного состояния), будем пользоваться величиной μ , что позволяет исключить влияние качества стали на величину соответствующего критерия.

В-третьих, в выражение P_3 входит коэффициент заполнения k_3 , отсутствующий во втором уравнении системы (9).

Наличие k_3 в выражении P_3 делает величину последнего независимой от значения коэффициента заполнения обмотки электромагнита. Принимая по аналогии с предыдущим, что величина k_3 не связана с соотношением геометрических размеров электромагнита, введем эту безразмерную величину во второе уравнение системы (9).

Из уточненной таким образом системы критериев (9), используя равенства (5а) и (8а), получаем общую систему критериев, взаимосвязь которых может быть записана в виде следующего равенства:

$$K_{\text{эмт}}^0 = K_{\text{эм}}^0 K_{\text{т}}^0 = K_{\text{м}}^0 K_{\text{вт}}^0 = K_{\text{м}}^0 K_{\text{в}}^0 K_{\text{т}}^0, \quad (12)$$

где $K_{\text{эмт}}^0 = \frac{A}{\mu k_3 \gamma \alpha \delta \sqrt[3]{O^4}}$ — общий критерий, оценивающий работоспособность электромагнита в целом;

$K_{\text{эм}}^0 = \frac{A}{\mu k_3 \gamma P^3 \sqrt[3]{O^2}}$ — электромагнитный критерий (то же, но без учета условий теплопередачи);

$K_{\text{вт}}^0 = \frac{F^2}{k_3 \gamma \alpha \delta \cdot O}$ — электротепловой критерий (совокупность электро- и теплопроводности обмотки);

$K_{\text{м}}^0 = \frac{A}{\mu F^2 \sqrt[3]{O}}$ — магнитный критерий (магнитная цепь);

$K_{\text{в}}^0 = \frac{F^2}{k_3 \gamma P^3 \sqrt[3]{O}}$ — электрический критерий (электрическая цепь);

$K_{\text{т}}^0 = \frac{P}{\alpha \delta^3 \sqrt[3]{O^2}}$ — тепловой критерий (теплоотдача обмотки).

Таким образом, система критериев (12) дает возможность наглядно и единообразно оценивать все основные элементы электромагнита, сочетания смежных элементов и электромагнит в целом. Представленные выше критерии можно назвать «объемными» в том смысле, что они дают оценку

в отношении объема электромагнита, определяющего его габаритные размеры.

В зависимости от конкретных условий может быть более целесообразным применение аналогично выводимых весовых или стоимостных критериев.

Полученная система критериев, конечно, не является исчерпывающей; она, например, не позволяет оценивать электромагнит с точки зрения его времени срабатывания. Однако время срабатывания зависит, как известно, от нагрузки электромагнита и безотносительно к ней определено быть не может.

Это же относится и к величине фактической работы, совершающейся электромагнитом.

Сказанное, однако, не исключает полезности использования рассмотренных критериев; пример их использования дан в приложении.

Приложение. Определение оптимальных соотношений основных размеров электромагнита постоянного тока. Поскольку в данном случае основной целью является иллюстрация возможного применения предложенных критериев, задача нахождения оптимальных соотношений решается ниже с использованием целого ряда упрощающих предположений, исходя из обобщенной и предельно упрощенной конструкции электромагнита.

Ядро электромагнита постоянного тока с круглым сердечником характеризуется следующими тремя основными размерами: диаметром сердечника d , внешним диаметром катушки D , высотой катушки h (рис. 1).

Найдем оптимальные значения соотношений $X = \frac{d}{D}$ и $Y = \frac{h}{D}$ для электромагнитов такого специального назначения, где основную роль играют табариты, и для электромагнитов общего применения, у которых наиболее важна стоимость активных материалов.

Электромагниты, оцениваемые по габаритам. В качестве меры габаритов используем для простоты габаритный объем ядра

$$O = hD^2 = YD^3.$$

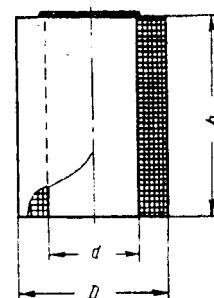


Рис. 1. Основные размеры ядра электромагнита.

Выражая добротность катушки через основные параметры и размеры обмотки [Л. 13], получим:

$$D_p = \frac{w^2}{R} = \frac{S_{\text{п}}}{\rho l_{\text{в}}} = \frac{k_3 \gamma S_0}{l_{\text{в}}} = k_3 \gamma \frac{h(D-d)}{\pi(D+d)} = \frac{k_3 \gamma}{\pi} \frac{1-X}{1+X} YD, \quad (\text{П-1})$$

где $S_{\text{п}}$ — суммарное сечение проводников обмотки;

S_0 — сечение окна обмотки;

$l_{\text{в}}$ — средняя длина витка.

Принимая для простоты обычно используемое в расчетах выражение теплоотдачи катушки [Л. 14], будем иметь:

$$P = \alpha S_{\text{т}} \theta; S_{\text{т}} = \pi h(D + \beta d) = \pi(1 + \beta X) YD^2;$$

$$\frac{P}{\theta} = \pi \alpha (1 + \beta X) YD^2, \quad (\text{П-2})$$

где $S_{\text{т}}$ — приведенная поверхность теплоотдачи;

β — соотношение коэффициентов теплоотдачи с внутренней и наружной поверхностями;

α — коэффициент теплоотдачи с наружной боковой поверхностью катушки.

В качестве меры работоспособности принимаем величину наибольшей условной полезной работы; при установлении

Таблица 2

Род критерии	Объемные					Стоимостные				
	$K_{\text{эм}}^0$	$K_{\text{эмт}}^0$				$K_{\text{эм}}^c$	$K_{\text{эмт}}^c$	$K_{\text{эм}}^c$	$K_{\text{эмт}}^c$	
		$k_{\text{пп}} = 3$	$k_{\text{пп}} = 6$	$k_{\text{пп}} = 3$	$k_{\text{пп}} = 6$					
$\frac{\beta}{X_{\text{опт}}}$	0,62	0	0,9	1,7	2,4	—	0	1,7	—	0
$Y_{\text{опт}}$	0,25	0,62	1	0,66	0,675	0,69	0,65	0,7	0,63	0,75
		1	1	1	1	0,48	1,9	1,85	0,4	1,84

взаимосвязи этой величины с размерами магнитопровода примем следующие основные допущения:

а) тяговое усилие определяем по упрощенной формуле Максвелла:

$$Q = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 S_{\delta}};$$

б) проводимость стали (магнитопровода) и рабочего зазора выражаем посредством элементарных формул:

$$G_c = \mu \frac{S_c}{l_c}; \quad G_{\delta} = \mu_0 \frac{S_{\delta}}{\delta},$$

где Φ — магнитный поток в рабочем зазоре;
 S_{δ} — площадь рабочего зазора;

$S_c = \frac{\pi d^2}{4}$ — сечение стали магнитопровода;

$l_c = 2h + D$ — средняя длина линии потока по стали магнитопровода.

Для случая постоянной проницаемости стали условие максимума полезной работы выражается, как известно [Л. 10], равенством: $G_{\delta} = G_c$; при этом рабочий поток определяется из выражения

$$\Phi = F \frac{G_c G_{\delta}}{G_c + G_{\delta}} = F \frac{G_{\delta}}{2}.$$

Исходя из указанного, наибольшая при заданной н. с. условная полезная работа получается равной:

$$A = Q\delta = \frac{\Phi^2 \delta}{2\mu_0 S_{\delta}} = \frac{\Phi^2}{2G_{\delta}} = \frac{F^2 G_{\delta}}{8} = \frac{F^2 G_c}{8}.$$

Выразив G_c через размеры магнитопровода, получим:

$$\frac{A}{F^2} = \frac{G_c}{8} = \frac{\mu}{8} \frac{\pi d^2}{4(2h+D)} = \frac{\pi \mu}{32} \frac{X^2}{2Y+1} D. \quad (\text{П-3})$$

Эффективность электромагнита в целом оценивается общим критерием, выражение которого с учетом (12), (П-1)–(П-3) записывается в виде

$$K_{\text{эмт}}^0 = \frac{\pi}{32} \frac{X^2 (1-X)(1+\beta X)}{1+X} \frac{\sqrt[3]{Y^2}}{2Y+1}. \quad (\text{П-4})$$

В тех случаях, когда работоспособность электромагнита ограничивается недопустимым нагревом обмотки, а заданной предельной потребляемой мощностью, эффективность его следует оценивать по величине электромагнитного критерия, выражение которого на основании вышеприведенного можно записать в виде

$$K_{\text{эм}}^0 = \frac{1}{32} \frac{X^2 (1-X)}{1+X} \frac{\sqrt[3]{Y}}{2Y+1}. \quad (\text{П-5})$$

Анализ выражений (П-4) и (П-5) дает оптимальные значения соотношений размеров, приведенные в табл. 2.

Электромагниты, оцениваемые по стоимости активных материалов — это сумма стоимостей стали магнитопровода и проводника обмотки:

$$C = C_c + C_{\text{пп}} = V_c \mathcal{U}_c + V_{\text{пп}} \mathcal{U}_{\text{пп}} = V_c \mathcal{U}_c + k_3 V_{\text{пп}} \mathcal{U}_{\text{пп}} = \mathcal{U}_c (V_c + k_3 V_{\text{пп}}).$$

где V_c , $V_{\text{пп}}$, $V_{\text{о}}$ — объем стали, проводника и обмоточного пространства;

\mathcal{U}_c , $\mathcal{U}_{\text{пп}}$ — цены единиц объема стали и проводника;

$k_{\text{пп}} = k_3 \frac{\mathcal{U}_{\text{пп}}}{\mathcal{U}_c}$ — коэффициент соотношения объемных цен проводника (с учетом коэффициента заполнения) и стали.

Выражая объемы стали и обмоточного пространства через основные размеры электромагнита и их соотношения, получим:

$$V_c = S_c l_c = \frac{\pi d^2}{4} (2h + D) = \frac{\pi}{4} X^2 (2Y + 1) D^3;$$

$$V_{\text{пп}} = \frac{\pi}{4} (D^2 - d^2) h = \frac{\pi}{4} (1 - X^2) Y D^3.$$

Выражение суммарной стоимости активных материалов можем записать в виде

$$C = \frac{\pi}{4} \mathcal{U}_c \left[X^2 \left(2 + \frac{1}{Y} \right) + (1 - X^2) k_{\text{пп}} \right] Y D^3 = \frac{\pi}{4} \mathcal{U}_c k_c O, \quad (\text{П-6})$$

где

$$k_c = k_{\text{пп}} - \left(k_{\text{пп}} - 2 - \frac{1}{Y} \right) X^2.$$

Подставляя в выражения для критерииев $K_{\text{эмт}}^0$ и $K_{\text{эм}}^0$ системы (12) вместо объема O стоимость C в соответствии с равенством (П-6), получим выражения соответствующих стоимостных критериев:

$$K_{\text{эмт}}^c = \frac{1}{8} \sqrt[3]{\frac{4}{\pi \mathcal{U}_c^4}} \frac{X^2 (1-X)(1+\beta X)}{1+X} \frac{\sqrt[3]{Y^2}}{2Y+1} \frac{1}{\sqrt[3]{k_c^4}}; \quad (\text{П-7})$$

$$K_{\text{эм}}^c = \frac{1}{16} \sqrt[3]{\frac{2}{\pi^2 \mathcal{U}_c^2}} \frac{X^2 (1-X)}{1+X} \frac{\sqrt[3]{Y}}{2Y+1} \frac{1}{\sqrt[3]{k_c^4}}. \quad (\text{П-8})$$

Оптимальные по критериям $K_{\text{эмт}}^c$ и $K_{\text{эм}}^c$ значения соотношений размеров были определены численным методом для двух значений коэффициента соотношения цен $k_{\text{пп}} = 3$ и 6, что соответствует примерным соотношениям цен: $\frac{\mathcal{U}_{\text{пп}}}{\mathcal{U}_c} = 10$ — для проводника марки ПЭЛ и $\frac{\mathcal{U}_{\text{пп}}}{\mathcal{U}_c} = 20$ — для провода марки ПЭВ при коэффициенте заполнения обмоточного пространства $k_3 = 0,3$.

Результаты расчетов сведены в табл. 2.

Сопоставление приведенных в табл. 2 значений $X_{\text{опт}}$ с данными, приведенными в [Л. 2, 9, 10 и 15], подтверждает достаточную точность полученных результатов, несмотря на многочисленные серьезные допущения, принятые при выводе расчетных выражений.

О степени достоверности полученных значений $Y_{\text{опт}}$ судить труднее, поскольку рекомендуемые разными авторами соотношения соответствующих размеров плохо согласуются между собой.

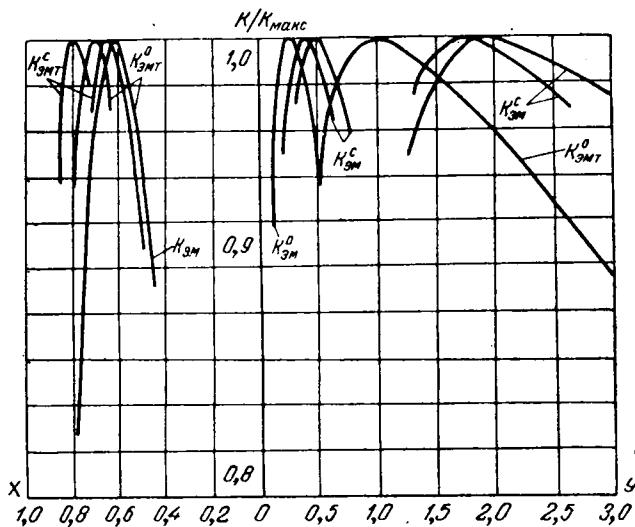


Рис. 2. Зависимость относительных значений критериев от соотношений размеров ядра.

Однако в данном случае точность не столь важна, поскольку, как видно из рис. 2, значения Y менее критичны, чем значения X .

Наибольший интерес здесь представляет выявленная зависимость значения $Y_{\text{опт}}$ от вида критерия, используемого для оценки электромагнита. Судя по данным табл. 2, минимум потребляемой электромагнитом мощности достигается при значениях $Y=0,25 \div 0,5$, минимальный объем ядра — при $Y=1$, минимум стоимости активных материалов — при $Y=1,8 \div 1,9$, т. е. оптимальные значения Y изменяются в весьма широких пределах.

В связи с указанным следует учесть влияние некоторых существенных факторов, не рассматривавшихся при проведении анализа.

Одним из таких факторов является величина рабочего зазора, соответствующая максимуму условной полезной работы электромагнита. С уменьшением Y зазор уменьшается, а при больших зазорах величина условной полезной работы резко снижается. Этим, по-видимому, объясняется то обстоятельство, что в практике очень редко применяются электромагниты с $Y < 0,5$.

Весьма существенным неучтеным фактором является насыщение стали. С увеличением Y растет коэффициент рассеяния; при сравнительно высоких рабочих индукциях наличие больших потоков рассеяния приводит к насыщению основания магнитопровода и уменьшению его работоспособности. По этой причине для крупных электромагнитов, например контакторов, выбирают, как правило, $Y < 1,5$, в то время как в слаботочных реле широко распространены электромагниты с $Y=1,5 \div 3$.

Определенное значение имеет и связанная с величиной Y степень индуктивности, влияющая на временные характеристики электромагнита и некоторые другие факторы.

Конечно, выбор того или иного значения Y (в отличие от X) всегда бывает в какой-то степени обусловлен конструктивными особенностями общей компоновки электромагнитного механизма и другими соображениями.

Однако при этом можно и нужно учитывать также и влияние выбранных соотношений основных размеров на технико-экономические показатели электромагнита.

Таким образом, результаты проведенного анализа следует считать полезными для использования при расчете и проектировании электромагнитов.

Литература

- Сотсков Б. С., О критериях для оценки электромагнитных реле, «Автоматика и телемеханика», т. XVIII, 1957, № 3.
- Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.
- Пеккер И. И., О критериях для сравнения и выбора электромагнитов, «Электричество», 1959, № 9.
- Пеккер И. И., Определение размеров броневого электромагнита по заданным начальным параметрам с помощью безразмерных характеристик, Известия вузов, «Электромеханика», 1959, № 6.
- Пеккер И. И., Применение теории подобия и физического моделирования к расчету и исследованию электромагнитов, Отчет по научно-исследовательской работе, НПИ, 1965.
- Лысов Н. Е., Расчет электромагнитных механизмов, Оборонгиз, 1949.
- Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950.
- Могилевский Г. В., Применение теории подобия к проектированию электромагнитов, «Вестник электропромышленности», 1959, № 4.
- Ступель Ф. А., Электромеханические реле, изд-во ХГУ, 1956.
- Витенберг М. И., Расчет электромагнитных реле, Госэнергоиздат, 1961.
- Сотсков Б. С., К вопросу о габаритах электромагнитных элементов, «Автоматика и телемеханика», т. XIX, 1958, № 9.
- Витенберг М. И., Определение основных параметров электромагнитных реле, «Автоматика и телемеханика», т. XX, 1959, № 5.
- Бугаев Г. А., Добротность обмотки с переменным сечением провода, «Вестник электропромышленности», 1961, № 11.
- Кобленц М. Г., Определение перегревов катушек контакторов постоянного тока по приведенной удельной мощности, «Вестник электропромышленности», 1947, № 7.
- Кобленц М. Г., Выбор оптимальных соотношений меди и стали в аппаратах постоянного тока, «Вестник электропромышленности», 1961, № 11.

[18.2.1966]



Слава великому советскому народу — доблестному строителю коммунизма, мужественному борцу за свободу, мир и счастье всех людей на земле!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Исследование дискретного фазового регулятора

М. П. САХАРОВ

Институт автоматики и телемеханики (технической кибернетики)

Анализу фазовых систем программного управления посвящено много работ. Однако в них не учитывается дискретность процесса замера разности фаз в тех случаях, когда она есть [Л. 1].

Рассматриваемый в настоящей статье фазовый регулятор синусоидального генератора применяется в импульсном анализаторе, разработанном в лаборатории дискретных систем Института автоматики и телемеханики [Л. 2]. При помощи прибора экспериментально определяются частотные характеристики импульсных систем. Подход, принятый при рассмотрении данного конкретного устройства, может быть применен и для других фазовых систем, где существенное значение имеет дискретность процесса замера разности фаз.

На рис. 1 изображена блок-схема, а на рис. 2 соответствующая ей упрощенная электрическая схема регулятора, который служит для обеспечения синхронизации синусоидального возмущения с тактовым сигналом импульсного элемента.

Описываемый регулятор, управляя при помощи ламповой реактивности *ЛР* частотой синусоидального

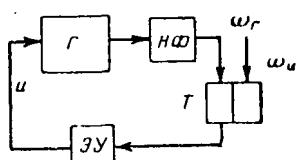


Рис. 1.

электронного трехфазного *RC* генератора *Г*, поддерживает равными частоту и фазу генератора и частоту и фазу задающих импульсов. На рис. 2 изображена 1 фаза генератора, обведенная пунктиром. Нуль-формирователь *НФ* выдает импульс при проходе сигнала через нуль. Элемент усреднения *ЗУ* сглаживает сигнал, поступающий на него с анода триггера *Т*, который взводится импульсами с частотой генератора ω_r , а сбрасывается импульсами с частотой ω_i . Сглаженное напряжение управляет частотой генератора *Г*. Статическая характеристика управления изображена на рис. 3.

В установившемся состоянии с анода триггера снимается сигнал прямоугольной формы (рис. 4). Среднее значение его по периоду равно нулю. При этом фаза импульсов с выхода *НФ* относительно импульсов задающей частоты равна π . Если она будет отличаться от этой величины, то среднее значение напряжения на выходе триггера *Т* не будет равно нулю. Таким образом, триггер с элементом усреднения по существу производит замер разности фаз колебаний генератора и задающих импульсов. Если не учитывать дискретности процесса замера разности фаз, то

$$u = k_{\Phi} (\varphi_i - \varphi_r), \quad (1)$$

где $k_{\Phi} = \frac{U_0}{\pi}$ — статический коэффициент усиления элемента, определяющего разность фаз.

Если учесть, что фаза колебаний генератора

$$\varphi_r(t) = \int_0^t \omega_r dt,$$

где

$$\omega_r(t) = \omega_0 + k_r u(t);$$

k_r — коэффициент управления частотой генератора, то

$$\varphi_r(t) = \omega_0 + k_r \int_0^t u(t) dt$$

или

$$\varphi_r(p) = \frac{\omega_0}{p^2} + k_r \frac{u(p)}{p}. \quad (2)$$

На основании уравнений (1) и (2) можно составить упрощенную схему фазовой системы (рис. 5) с линейно изменяющимся во времени возмущением. Ошибка по фазе будет отсутствовать в том случае, если на вход подается также линейно изменяющееся воздействие

$$\varphi_u = \frac{\omega_0}{p^2}.$$

Теперь рассмотрим систему с учетом динамических свойств элемента усреднения и динамики процесса управления частотой генератора. В этом случае характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид:

$$p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) + k = 0.$$

Предполагается, что элемент усреднения представляет собой *RC*-цепочку с постоянной времени T_1 , процесс управления частотой генератора также имеет первый порядок с постоянной времени T_2 . Для устойчивости такой системы необходимо, чтобы все ее параметры были положительны, кроме того, выполнялось неравенство

$$k < \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}.$$

Статический коэффициент усиления замкнутой системы равен:

$$k = k_{\Phi} k_r = \frac{k_0}{T},$$

где $k_0 = 2U_0 k_{r0}$.

Коэффициент k_{r0} есть относительный коэффициент управления частотой генератора:

$$k_{r0} = \frac{k_r}{\omega_r}.$$

Таким образом, указанное выше неравенство приобретает вид

$$\frac{k_0}{T} < \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}$$

или

$$k_0 < \beta_1 + \beta_2,$$

где

$$\beta_1 = \frac{T}{T_1}; \quad \beta_2 = \frac{T}{T_2}.$$

Необходимо отметить, что величина β_2 не зависит от генерируемой частоты (от величины T).

Если обозначить $\frac{\beta_1}{\beta_2} = a$, то

$$k_0 < \beta_2(1+a).$$

Граница устойчивости определяется равенством

$$k_0 = \beta_2(1+a).$$

Теперь учтем дискретность процесса замера разности фаз. При постоянной частоте ω_a схему можно рассматривать как импульсную систему с широтным импульсным элементом. На непрерывную часть ее, имеющую передаточную функцию вида

$$K_u(p) = \frac{k_r}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

воздействуют импульсы, изображенные на рис. 4. Изображение этого импульса имеет вид:

$$K_\Phi(p) = U_0 \frac{2e^{-p\gamma T} - e^{-pT} - 1}{p}.$$

Введем безразмерное время [Л. 3]:

$$\bar{t} = \frac{t}{T},$$

тогда

$$p = \frac{q}{T};$$

$$K_\Phi(q) = \frac{1}{T} K_\Phi\left(\frac{q}{T}\right) = U_0 \frac{2e^{-q\gamma} - e^{-q} - 1}{q}.$$

Передаточная функция непрерывной части системы в безразмерном времени выглядит следующим образом:

$$K_u(q) = \frac{2\pi k_r \beta_1 \beta_2}{q(q+\beta_1)(q+\beta_2)}.$$

В общем случае такая система нелинейна при переменной u и точный расчет ее в общем виде невозможен. Однако при малых отклонениях γ имеем:

$$\gamma = \gamma_0 + \Delta\gamma.$$

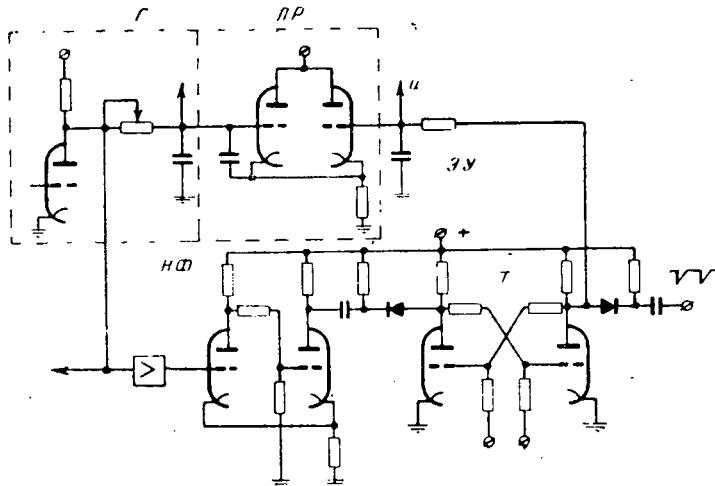


Рис. 2.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

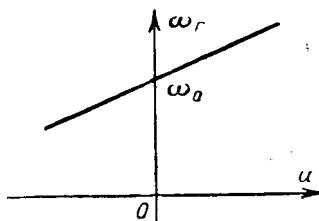


Рис. 3.

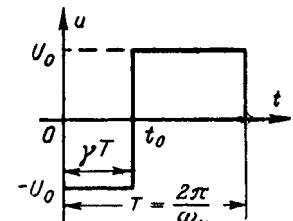


Рис. 4.

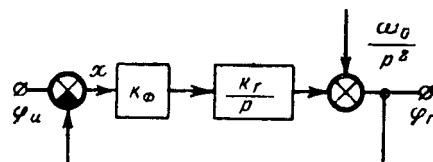


Рис. 5.

Тогда можно записать:

$$e^{-q\gamma} \approx e^{-q\gamma_0} (1 - q\Delta\gamma),$$

откуда

$$K_\Phi(q) = U_0 \frac{2e^{-q\gamma_0} - e^{-q} - 1}{q} - 2U_0 \Delta\gamma e^{-q\gamma_0}, \quad (3)$$

где $\Delta\gamma$ — изображение δ -функции $[1'(t)]$, площадь которой равна $\Delta\gamma$;

$\Delta\gamma$ соответствует разности фаз $\Delta\varphi = -2\pi\Delta\gamma$.

Это дает возможность рассчитать устойчивость такой системы при малых отклонениях.

Таким образом, изображение импульса $K_\Phi(q)$ состоит из двух слагаемых. Первое не зависит от ошибки $\Delta\varphi$, а второе зависит. Поэтому передаточная функция приведенной непрерывной части равна:

$$K(q) = K_{\Phi 1}(q) K_u(q),$$

где

$$K_{\Phi 1}(q) = \frac{U_0}{\pi} e^{-q\gamma_0}.$$

Величина $K_{\Phi 1}(q)$ соответствует второму слагаемому равенства (3).

В равенстве (3) δ -функция имеет запаздывание на время $\gamma_0 T$ относительно тактовых моментов, но если тактовым моментом считать момент прихода импульса с нуль-формирователя, т. е. точку t_0 , то тогда расчет устойчивости можно произвести как расчет устойчивости импульсной системы с мгновенными импульсами (рис. 6). Моментом замыкания обратной связи системы является момент t_0 .

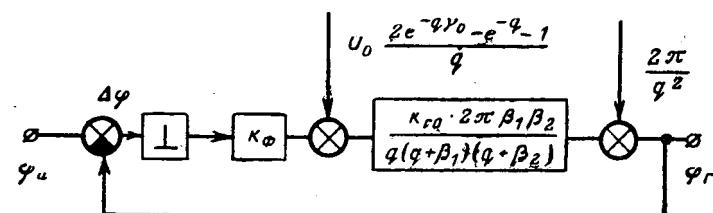


Рис. 6.

Можно несколько упростить схему, изображенную на рис. 6, приведя возмущение

$$U_0 \frac{2e^{-q\beta_0} - e^{-q} - 1}{q}$$

на выход объекта (рис. 7).

Характеристический многочлен замкнутой системы имеет вид:

$$a_3 e^{3q} + a_2 e^{2q} + a_1 e^q + a_0 = 0,$$

где

$$a_3 = 1;$$

$$a_2 = -e^{-\beta_1} - e^{-\beta_2} - 1 + k_0 \left(e^{-\beta_1} \frac{\beta_1}{\beta_2 - \beta_1} - \right.$$

$$\left. - e^{-\beta_2} \frac{\beta_2}{\beta_2 - \beta_1} + 1 \right);$$

$$a_1 = e^{-\beta_1} + e^{-\beta_2} + e^{-\beta_1 - \beta_2} + k_0 \left(e^{-\beta_1 - \beta_2} - \right.$$

$$\left. - \frac{\beta_2}{\beta_2 - \beta_1} e^{-\beta_2} + \frac{\beta_1}{\beta_2 - \beta_1} e^{-\beta_1} \right);$$

$$a_0 = -e^{-\beta_1 - \beta_2}.$$

После подстановки этих значений в неравенства Гурвица для импульсных систем [Л. 3] и некоторых упрощений, обозначив, как и прежде, $\beta_1 = \alpha\beta_2$ и положив, что $\alpha \ll \beta_2$, получим следующие неравенства:

$$\alpha > 0 \text{ при } k_0 > 0; \quad k_0 < (e^{\alpha\beta_2} - 1) \frac{1 - \alpha}{\alpha};$$

$$k_0 < \frac{2(1 + e^{\alpha\beta_2})}{e^{\alpha\beta_2} - \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha}}; \quad k_0 < \frac{4}{1 - e^{-\alpha\beta_2}}.$$

Границы устойчивости на плоскости двух параметров (k_0, α), изображены на рис. 8 для $\beta_2 = 10$. Номера кривых на этом рисунке соответствуют порядку указанных выше неравенств. Для сравнения там нанесена граница устойчивости, полученная для непрерывной системы (штрих-пунктирная линия). При $\alpha < 0,01$ она совпадает с кривой 3. Из третьего неравенства при $\alpha \rightarrow 0$, раскрывая неопределенность, получим: $k_0 < \beta_2$. Таким образом, при малых α максимальный коэффициент усиления тем меньше, чем больше постоянная времени генератора. Имеется значение α_{\max} , при котором k_0 максимально. Это значение характеризуется точкой пересечения кривых 3 и 2, одновременно являющейся точкой пересечения кривых 3 и 4. Приравнивая

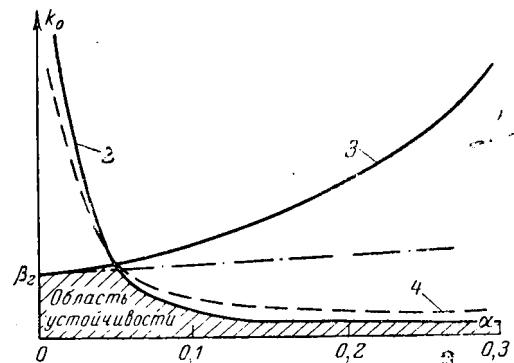


Рис. 8.

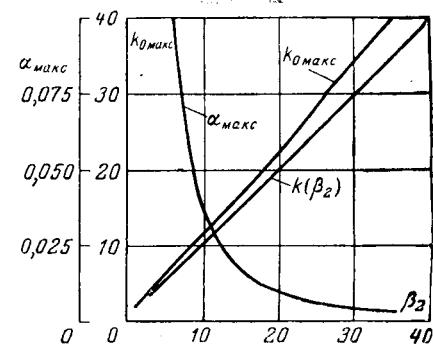


Рис. 9.

правые части равенств, соответствующих неравенствам 2 и 3, и обозначив $e^{\alpha\beta_2} = a$, получим:

$$\alpha_{\max} = \left(\frac{a - 1}{a + 1} \right)^2; \quad (4)$$

$$k_0_{\max} = \frac{(a - 1)(1 - \alpha)}{\alpha}. \quad (5)$$

Аналогичное положение и для кривых 3 и 4. Задаваясь значениями a , можно построить кривые $k_0_{\max}(\beta_2)$ и $\alpha_{\max}(\beta_2)$, определяющие максимально возможный k_0_{\max} и необходимое α_{\max} при данном β_2 . Эти кривые построены на рис. 9.

При перестройке генератора на другую частоту необходимо придерживаться значений α , примерно равных α_{\max} , так как при изменении α система может стать неустойчивой, кроме того, при уменьшении α также увеличивается время переходного процесса. При $\beta_2 = \text{пост.}$ для того чтобы $\alpha = \text{пост.}$, нужно чтобы $\frac{T}{T_1} = \text{пост.}$, т. е. вместе с увеличением T нужно увеличивать T_1 . Интересно отметить, что в данном случае дискретность процесса замера разности фаз приводит к повышению устойчивости при малых α и к понижению устойчивости при больших α .

Таким образом, если для всех частот обеспечивается выполнение неравенства $\alpha \ll \alpha_{\max}$, то систему можно рассчитывать на устойчивость как непрерывную. Следует подчеркнуть, что все полученные результаты справедливы для $\beta_2 \geq 5$, когда $\alpha \ll \beta_2$. В противном случае надо обратиться к точным значениям коэффициентов в неравенствах устойчивости.

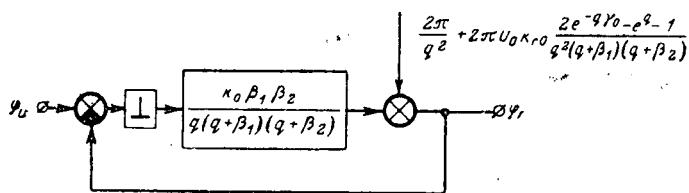


Рис. 7.
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рассмотрим теперь установившийся режим работы системы. В этом режиме частота генератора ω_g , помимо постоянной составляющей, имеет и переменную составляющую, которая приводит к искажению формы синусоидального напряжения на выходе.

С целью определить ее рассмотрим воздействие периодических импульсов (рис. 4) на непрерывную часть, имеющую передаточную функцию:

$$K_1(p) = \frac{k_{r_0}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Это удобно сделать, применив дискретное преобразование Лапласа. Для этого определяем передаточную функцию приведенной непрерывной части

$$K_{n,\Phi} = K_\Phi(q) K_1(q),$$

где

$$K_1(q) = \frac{\beta_1 \beta_2}{(q + \beta_1)(q + \beta_2)},$$

и переходим к изображениям. После умножения его на изображение единичной ступенчатой функции $\frac{e^q - 1}{e^q - 1}$ получим изображение относительной величины временной составляющей частоты $\Omega^*(q, \varepsilon)$. Равенство будет два: одно для $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ и второе для $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$. Для получения установившегося значения Ω при $n \rightarrow \infty$ вычисляем [Л. 3]:

$$\Omega(\varepsilon) = \lim_{n \rightarrow \infty} [(e^q - 1) \Omega^*(q, \varepsilon)].$$

Чтобы определить относительную амплитуду пульсаций частоты, нужно составить равенства $\frac{d\Omega(\varepsilon)}{d\varepsilon} = 0$. Решив их совместно с равенством для $\Omega(\varepsilon)$ после ряда упрощений, считая, что $\alpha \ll \beta_2$, получим:

$$\Omega_{\max} = \frac{U_0}{4} \beta_1 k_{r_0}.$$

Таким образом, если известна допустимая величина Ω_{\max} , можно найти наибольшее допустимое значение β_1 и α .

Последовательность определения параметров сглаживающего фильтра такова:

по известной β_2 определяем α_{\max} и $k_{0\max}$; затем определяем $\beta_1 = \alpha_{\max} \beta_2$;

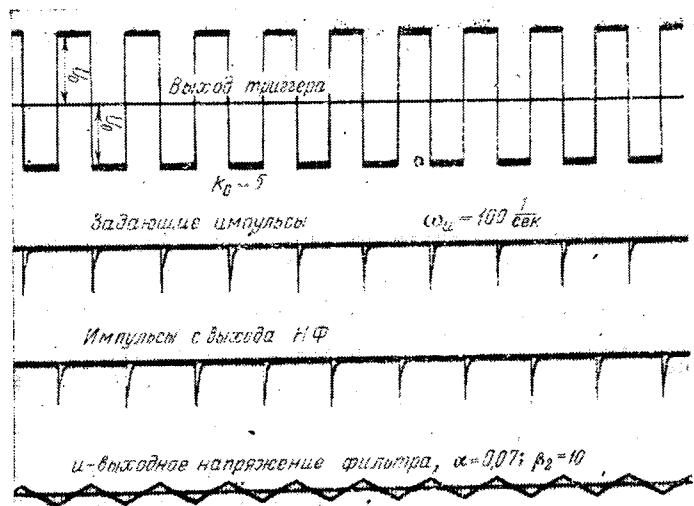


Рис. 10.

проверяем величину Ω_{\max} ; если она слишком велика, то берем значение $\alpha < \alpha_{\max}$ и определяем допустимое k_0 по указанному выше третьему неравенству.

Реальная система была рассчитана и построена в соответствии с результатами, полученными выше, и показала хорошую работоспособность. На рис. 10 приведена осциллограмма процессов в системе в установившемся состоянии при $\alpha = 0,07$, $\beta_2 = 10$, $\omega_u = 100 1/\text{сек}$, $k_0 = 5$. Эти осциллограммы свидетельствуют о том, что система устойчива. При увеличении k_0 до 10 она становится неустойчивой, хотя соответствующая непрерывная система должна быть устойчива.

Литература

1. Андрейчиков Б. И., Динамическая точность систем программного управления станками, «Машиностроение», 1964.
2. Сахаров М. П., Импульсный прибор для анализа периодических процессов, «Приборы и средства автоматизации», 1964, № 10.
3. Цыпкин Я. З., Теория линейных импульсных систем, Физматгиз, 1963.

[29.9.1965]

◆ ◆ ◆

Трудящиеся Советского Союза! Все силы на осуществление решений XXIII съезда КПСС, на выполнение пятилетнего плана!

Вперед к новым победам в борьбе за торжество коммунизма в нашей стране!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Учет упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников

B. M. TEPEXOB

Московский энергетический институт

В настоящее время во многих подъемных установках используются канаты большой длины — 200—300 м для телевизионных башен и до 1 000 м для шахт, причем масса канатов в этих случаях оказывается соизмеримой с остальными движущимися массами подъемной установки. Упругость канатов в значительной степени сказывается на динамике подобных подъемников, увеличивая, в частности, максимальное ускорение подъемного сосуда (в пределе в 2 раза). А так как упомянутые установки относятся к разряду ответственных, то учитывать при выборе электропривода данных подъемников и при исследовании их динамических режимов упругость канатов становится необходимым.

Вопросу учета упругости канатов в динамике подъемно-транспортных машин посвящено немало работ [Л. 1—5]. Однако, как правило, в них не учитывается распределенная масса каната, а если и учитывается, то либо упрощенно, простым добавлением массы каната к массе подъемного сосуда или к приводному шкиву, либо более точно, но весьма сложно, что неприемлемо для инженерной практики. К тому же данные вопросы рассматриваются в основном под углом зрения механики, т. е. для выяснения усилий в канате и конструкциях. При этом вопросы влияния длинных канатов на режимы работы электропривода и в связи с этим на дополнительные требования к нему не рассматриваются.

В настоящей статье делается попытка дать простой и в то же время достаточно точный способ учета влияния «тяжелых» канатов на динамику автоматизированного электропривода подъемников.

Принципиальная упрощенная схема электропривода подъемной установки показана на рис. 1. Жесткие требования в отношении переходных процессов электропривода данных подъемников заставляют использовать в основном двигатель постоянного тока, питаемый от управляемого преобразователя напряжения (УПН), в роли которого может быть, например, генератор или ртутный выпрямитель. Необходимые статические и динамические свойства электропривода обеспечиваются, обычно, с помощью различных обратных связей. Возмож-

ные обратные связи от величин якорной цепи и вала двигателя показаны на рис. 1 пунктиром.

В качестве основных допущений в статье принято:

номинально нагруженный подъемный сосуд находится в крайнем нижнем положении (наиболее неблагоприятный случай, когда упругость каната проявляется себя сильней);

трение в системе отсутствует, что можно допустить, так как силы трения в подобных установках значительно меньше основных усилий и к тому же случай системы без трения является наиболее неблагоприятным в отношении ее динамики.

В соответствии с принятными допущениями на рис. 1 показана схема механической части привода, где

M_1 — масса подъемного сосуда, находящегося в верхнем крайнем положении, кг;

M_0 — маховая масса привода, приведенная к ободу приводного шкива, кг;

M_{Sy} — масса уравновешивающих канатов, кг;

M_s — массы тянувших канатов, кг;

M_2 — масса загруженного сосуда, находящегося в крайнем нижнем положении, кг;

$F' = F - g(M_2 + M_S - M_1 - M_{Sy})$ — динамическое усилие на ободе приводного шкива, Н ;

F — усилие, развивающееся двигателем на ободе приводного шкива, *n*:

и S_2 — путь каната соответственно у обода шкива и у подъемного сосуда, м.

Известно, что процессы распространения упругих колебаний в длинных канатах без трения идентичны процессам распространения электромагнитных колебаний в длинных линиях без потерь (см. приложение). Следовательно, для исследования

упругих колебаний в «тяжелом» канате может быть использована теория длинных линий.

Однако нас интересуют переходные процессы не в самом канате, а на его концах. Поэтому в соответствии со схемой замещения длинных линий распределенная масса каната и его распределенный коэффициент жесткости могут быть заменены некоторыми эквивалентными сосредоточенными величинами массы и коэффициента упругости для всего каната. Если при этом исходить из того, что эквивалентная сосредоточенная масса равна массе всего каната, то задача сводится к выявлению частей массы каната, разносимой по его концам, и определению эквивалентного коэффициента жесткости каната.

Сформулированная задача может быть решена на базе некоторых допущений в отношении частотных характеристик схемы замещения длинной линии (см. приложение). Если ввести обозначения α , γ и m , где

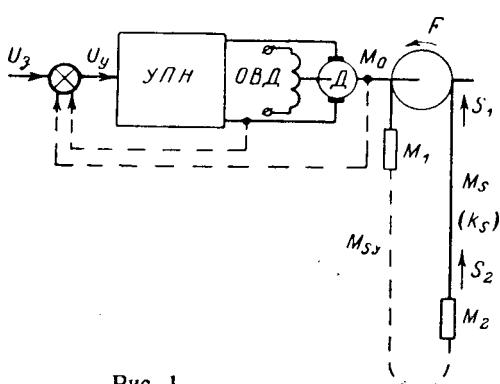


Рис. 1.

$\alpha = \frac{M_{s1}}{M_s}$ — отношение части массы каната, отнесенной к приводному шкиву, ко всей массе каната;

$\gamma = \frac{k'_s}{k_s}$ — отношение эквивалентного коэффициента жесткости „тяжелого“ каната к значению коэффициента жесткости „легкого“ (невесомого) каната;

$k_s = \frac{Ea}{l_s}$; E , a и l_s — соответственно модуль упругости, площадь поперечного сечения и длина тянувшего каната;

$m = \frac{M_2}{M_s}$ — отношение массы нагруженного подъемного сосуда к массе каната,

то окажется, что α и γ являются функциями m (рис. 2).

Таким образом, для любой конкретной подъемной установки при помощи приведенных на рис. 2 графиков можно определить значения α и γ . Эти величины показывают, каким образом распределенная масса каната может быть заменена сосредоточенной, а именно: масса каната разносится по его концам так, что αM_s присоединяется к массе приводного шкива, а $(1-\alpha) M_s$ — к массе подъемного сосуда, причем величина коэффициента жесткости изменяется в γ раз.

Коль скоро распределенная масса каната указанным способом может быть заменена сосредоточенной, динамика привода будет описываться теми же уравнениями, что и для случая «легких» канатов. Наряду с дифференциальными уравнениями собственно электропривода записываются дополнительно два уравнения для механической части привода:

$$\left. \begin{aligned} F - k'_s(S_1 - S_2) &= M'_1 p^2 S_1; \\ k'_s(S_1 - S_2) - \Delta G &= M'_2 p^2 S_2; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} [(T')^2 p^2 + 1] p^2 S_1 &= \frac{(T_2^2 p^2 + 1) F'}{M'_1 + M'_2}; \\ (T_2^2 p^2 + 1) S_2 &= S'_1; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$\Delta G = g(M_2 + M_s - M_1 - M_{sy});$$

$$(T')^2 = \frac{M'_1 M'_2}{(M'_1 + M'_2) k'_s};$$

$$T_2^2 = \frac{M'_2}{k'_s};$$

$$S'_1 = S_1 - \Delta S_0;$$

$$\Delta S_0 = \frac{\Delta G}{K'_s};$$

$$M'_1 = M_1 + M_0 + M_{sy} + \alpha M_s;$$

$$M'_2 = M_1 + (1 - \alpha) M_s.$$

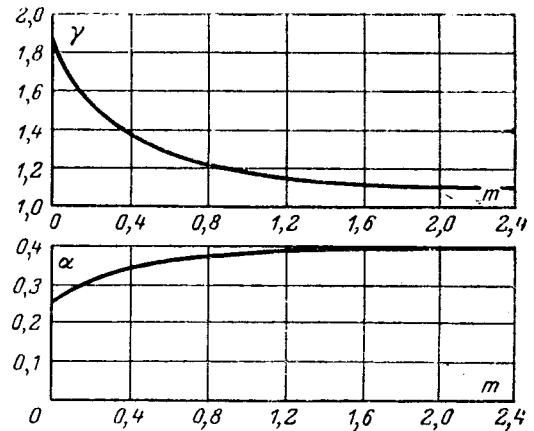


Рис. 2.

Уравнения (1) предпочтительней при расчете динамики системы при помощи аналоговых счетных машин, а выражения (2) — аналитическим способом. При этом передаточные функции для механической части привода имеют такой вид:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{\bar{v}_1}{\bar{F}'} = \frac{T_2^2 p^2 + 1}{(M'_1 + M'_2) p [(T')^2 p^2 + 1]}; \\ W_2(p) &= \frac{\bar{S}_2}{\bar{S}_1} = \frac{1}{T_2^2 p^2 + 1}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\bar{v}_1 = p S_1$.

Частота свободных колебаний в механической части привода с тяжелым канатом

$$\omega_{cb} = \sqrt{\frac{M'_1 + M'_2}{M'_1 M'_2}} k_s \gamma$$

возрастает (в пределе приблизительно на 40%) по сравнению с ее значением для «легких» канатов.

При ориентировочных расчетах распределенная масса каната может быть заменена сосредоточенной из условия $\alpha=0,5$; $\gamma=1$, что вытекает из упрощенной схемы замещения длинной линии (см. приложение).

Для оценки точности принятых допущений получен критерий определения значений параметров установки (рис. 3). Согласно этой зависимости для значений параметров, расположенных вправо от

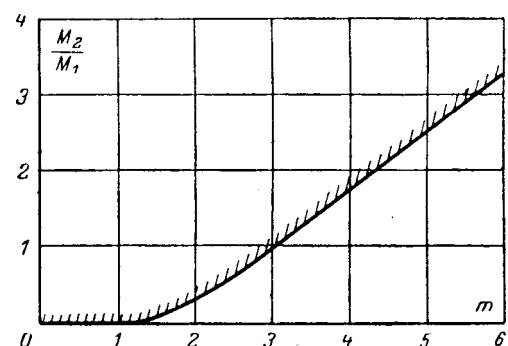


Рис. 3.

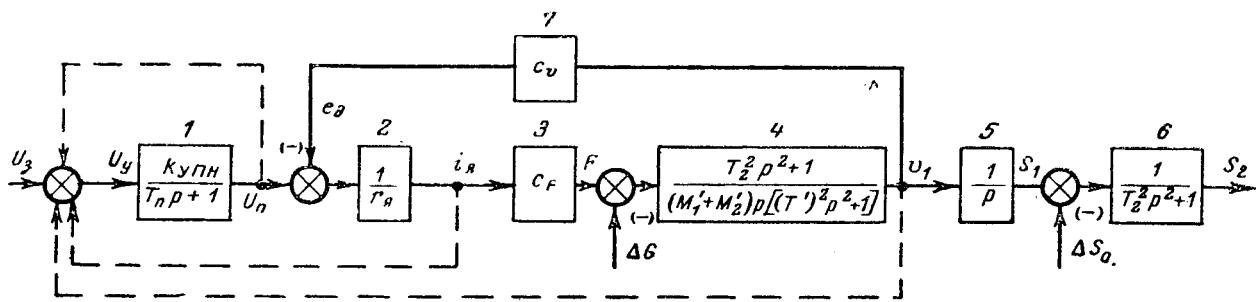


Рис. 4.

кривой (рис. 3), погрешность расчета динамики не превысит 5%, если α и γ определяются по графикам, представленным на рис. 2, и — 15%, если $\alpha = -0,5$ и $\gamma = 1$. Указанные величины неточности справедливы при скачкообразном приложении силы к приводному шкиву. В действительности эта сила нарастает плавно, что значительно снижает погрешность.

Предыдущее рассмотрение вопроса относится к механической части электропривода. Но механическая и электрическая части привода составляют единое целое. Механические процессы зависят также и от электрических свойств системы, равным образом электрические процессы зависят от ее механических свойств. На рис. 4 показана структурная схема привода, составленная в соответствии со схемой, изображенной на рис. 1, и передаточными функциями (3). Связующим элементом электрической и механической частей привода является э. д. с. двигателя выполняющая функцию гибкой отрицательной обратной связи по пути, стабилизирующая тем самым механические колебания в системе. Стабилизирующая роль э. д. с. двигателя физически объясняется тем, что энергия колебаний, возникающих в механической части привода, расходуется на потери в сопротивлении якорной цепи электропривода.

Поясним стабилизирующую роль активного сопротивления якорной цепи в электромеханической системе, отвлекаясь от ее обратных связей и инерционности управляемого преобразователя напряжения, которая «смягчает» фронт поступающих в систему сигналов. Разрешим относительно скорости первое выражение из уравнений (2) совместно с уравнением для якорной цепи электропривода

$$i_я = \frac{F}{c_F} = \frac{U_п - c_в v_1}{r_я},$$

где $U_п$ — напряжение преобразователя;

$i_я$, $r_я$ — ток и сопротивление якорной цепи преобразователя и двигателя;

c_F , $c_в$ — коэффициенты пропорциональности между током и усилием и между скоростью и э. д. с. двигателя.

В результате получим дифференциальное уравнение движения электромеханической системы с учетом упругого элемента и сопротивления якорной цепи:

$$[(T')^2 T_M p^3 + T_2^2 p^2 + T_M p + 1] v_1 =$$

$$= (T_2^2 p^2 + 1) \frac{U_п}{c_в} - \frac{\Delta G}{c_в c_F} r_я,$$

где $T_M = \frac{M'_1 + M'_2}{c_F c_в} r_я$ — результирующая постоянная времени электропривода.

Нетрудно убедиться в том, что движение системы, характеризуемое полученным уравнением, оказывается устойчивым при любых конечных и отличных от нуля значениях ее параметров. В соответствии с критерием Гурвица все коэффициенты характеристического уравнения положительны, а детерминант

$$\Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 a_3 = T_2^2 T_M - (T')^2 T_M =$$

$$= T_M \left(\frac{J_2}{k' S} - \frac{J_2}{k' S \left(1 + \frac{J_2}{J_1} \right)} \right) > 0.$$

Если $r_я = 0$, то $U_п = e_д = c_в v_1$, т. е. значение скорости двигателя (v_1) определяется непосредственно величиной выходного напряжения преобразователя ($U_п$). Управляющий сигнал проходит через звенья 1 и 7 и подается на звенья 4 и 5 (рис. 4). Звено 2 создает разрыв в структурной схеме, так как оно не пропускает сигнал в обратном направлении, если $r_я = 0$, т. е. $i_я r_я = 0$. При этом стабилизация в системе нарушается, движение подъемного сосуда и ток якоря совершают незатухающие колебания. Если $r_я = \infty$, то звено 2 создает вновь разрыв в структурной схеме, так как оно не пропускает сигнал в прямом направлении, поскольку $r_я = \infty$, т. е. $(U_п - e_д) \cdot \frac{1}{r_я} = 0$. При этом стабилизация в системе не

действует и колебания, возникшие в механической части привода из-за какого-либо внешнего воздействия, остаются незатухающими.

Итак, при крайних значениях активного сопротивления якорной цепи движение системы сопровождается незатухающими колебаниями. При конечном значении этого сопротивления колебания затухают. Очевидно имеется определенное значение сопротивления, при котором его стабилизирующее действие будет наибольшим. Однако наибольшее значение амплитуды затухающих колебаний будет непрерывно уменьшаться с ростом сопротивления якорной цепи.

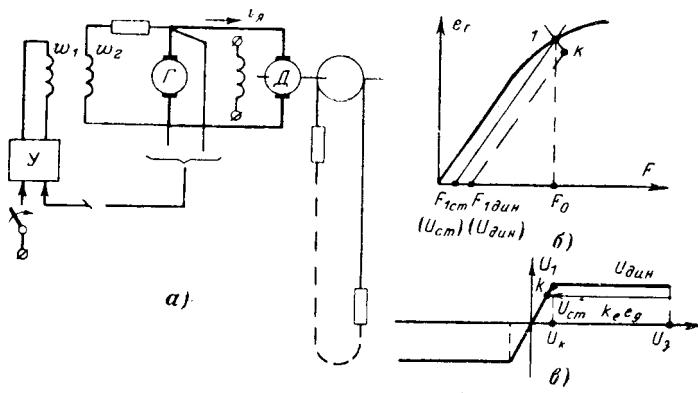


Рис. 5.

Электрическая часть привода может иметь собственные колебания, которые, распространяясь на механическую часть, ухудшают качество работы электропривода в целом. Если же частоты электрических и механических колебаний близки друг к другу, то колебания резко усиливаются, и электропривод становится вообще неработоспособным. Отсюда появляется дополнительное требование к электрической части привода, чтобы она не создавала собственных колебаний и была невосприимчивка к появляющимся колебаниям.

В соответствии с этим требованием система, казалось бы, должна быть разомкнутой. Как известно, разомкнутые системы не создают собственных колебаний. Однако разомкнутая система для автоматизированного электропривода подъемника, обеспечивающая ограничения ускорения, заданную жесткость механической характеристики и т. п., невозможна. Практически только замкнутая система с различными обратными связями может удовлетворить указанные требования. Поэтому система должна быть замкнута такими нелинейными обратными связями, которые в силу своих нелинейных свойств исключили бы создание собственных колебаний системы и блокировали бы ее от появляющихся через обратные связи колебаний.

Примером системы, которая в достаточной мере отвечает указанным выше требованиям, является система генератор — двигатель (рис. 5, а) с критическим самовозбуждением генератора и нелинейной отрицательной обратной связью по напряжению или скорости [Л. 6]. Нелинейная характеристика обратной связи (рис. 5, в) на время переходных процессов как бы делает систему разомкнутой и не восприимчивой к появившимся колебаниям. В конце переходных процессов она становится замкнутой и линейной в отношении линейной части характеристики обратной связи. Последняя при этом оказывается в состоянии выполнить требования по поддержанию заданной жесткости механической характеристики электропривода.

На рис. 6 показаны переходные процессы пуска указанной системы генератор — двигатель применительно к следующим параметрам подъемной установки:

Высота подъема 400 м
Скорость подъема 5 м/сек
Масса загруженной кабины 3 500 кг

Масса противовеса	3 015 кг
Масса канатов	6 400 кг
Коэффициент жесткости каната	152 000 Н/м
Мощность генератора (П-101)	90 квт
Электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения генератора	0,55 сек
Мощность двигателя (МПЛ-65/106)	65 квт
Скорость вращения двигателя	106 об/мин
Момент инерции якоря двигателя	650 кГ·м ²

Расчет переходных процессов проводился на электронной аналоговой машине с учетом нелинейной характеристики усилителя (рис. 5, в), в соответствии с уравнениями (1) и уравнениями, характеризующими указанную схему электропривода:

$$\frac{d^2S_1}{dt^2} = \frac{F}{M'_1} - \frac{k'_s}{M'_1} S_1 + \frac{k'_s}{M'_1} S_2;$$

$$\frac{d^2S_2}{dt^2} = - \frac{\Delta G}{M'_2} + \frac{k'_s}{M'_2} S_1 - \frac{k'_s}{M'_2} S_2;$$

$$F = c_F i_n;$$

$$i_n = \frac{e_r}{r_n} - \frac{c_v}{r_n} v_1;$$

$$v_1 = \frac{dS_1}{dt};$$

$$\frac{de_r}{dt} = \frac{k_r}{T_r} U_1;$$

$$U_1 = U_{\text{дин}} \text{ при } |U_y| > U_k;$$

$$U_1 = k_y (U_3 - k_e e_r) \text{ при } |U_y| < U_k,$$

где U_1 — выходное напряжение усилителя, питающего обмотку независимого возбуждения генератора;

$U_{\text{дин}}$ — наибольшее значение выходного напряжения усилителя;

U_y — входное управляющее напряжение усилителя;

U_k — граничное значение входного напряжения усилителя, при превышении которого $U_1 = U_{\text{дин}} = \text{пост.}$;

k_y, k_r — коэффициенты усиления по напряжению усилителя и генератора.

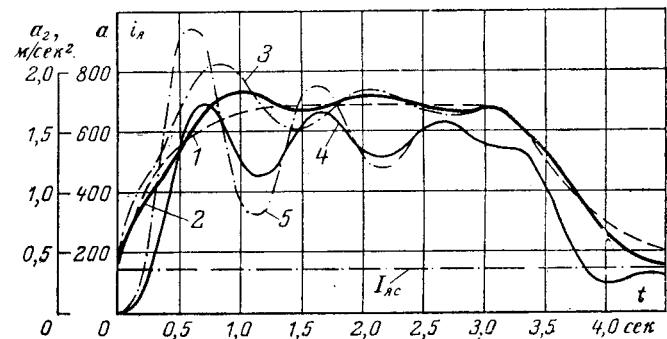


Рис. 6. Переходные процессы при пуске подъемной установки.

1 — ток якоря без учета упругости каната; 2 — то же при учете упругости каната и при $r_n = r_{n,i}$; 3 — то же при $r_n = 0,5 r_{n,i}$; 4 — ускорение кабины с учетом упругости каната при $r_n = r_{n,i}$; 5 — то же при $r_n = 0,5 r_{n,i}$.

В расчете не учитывались электромагнитные постоянные времени якорной цепи (T_a) и магнитного усилителя (T_y), которые в данном случае значительно меньше механической постоянной времени электропривода (T_m) и электромагнитной постоянной времени генератора T_r :

$$T_a = 0,004 \text{ сек}; T_y = 0,03 \text{ сек}; T_m = 0,35 \text{ сек}; T_r = 0,55 \text{ сек}.$$

Выводы. Упругость длинных канатов существенно сказывается на динамике электропривода подъемника, которая приводит к увеличению максимальных значений ускорения и момента двигателя тем в большей мере, чем меньше сопротивление якорной цепи. Это сопротивление оказывает стабилизирующее действие на механические колебания, делая их затухающими.

Распределенная масса каната обусловливает повышение коэффициента его жесткости и частоты свободных колебаний системы, что важно учитывать при сопоставлении частот механической и электрической части привода.

При исследовании динамических процессов электропривода подъемников с тяжелыми канатами распределенная масса последних может быть с достаточной для практики точностью заменена сосредоточенной.

Для получения высококачественных переходных процессов в подъемных установках с длинными канатами электропривод не должен быть склонен к автоколебаниям.

Приложение. Из аналогии дифференциальных уравнений для длинных электрических линий

$$\frac{\partial U}{\partial x} = L^* S \frac{\partial i}{\partial t};$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = C^* S \frac{\partial U}{\partial t}$$

и для длинных канатов

$$\frac{\partial F}{\partial x} = M^* S \frac{\partial v}{\partial t};$$

$$\frac{\partial v}{\partial x} = E_q \frac{\partial F}{\partial t}$$

вытекает аналогия соответствующих величин:

$$U \rightarrow F; i \rightarrow v; L^* S \rightarrow M^* S; C^* S \rightarrow \frac{1}{E_q},$$

где $U, i, L^* S, C^* S$ — напряжение, ток, удельная индуктивность и удельная емкость линии;

$F, v, M^* S$ — усилие, скорость и удельная масса каната.

Распределенная индуктивность линии (а значит, и масса каната) может быть заменена сосредоточенной на основании схемы замещения длинной линии (рис. 7). При этом полная

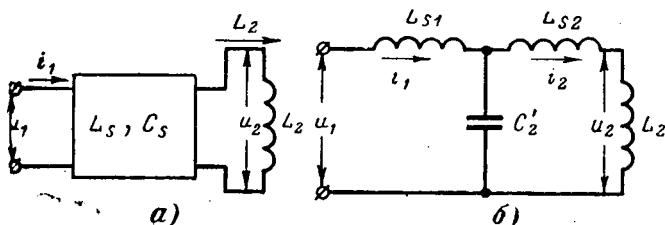


Рис. 7.

индуктивность линии $L_s = L^* S / S$ делится на две части $L_{s1} = aL_s$ и $L_{s2} = (1-a)L_s$ и разносится по концам линии. Эквивалентная емкость линии определяется из общей емкости линии:

$$C'_s = C_s \gamma = C^* S / L_s \gamma.$$

Так как суммарные индуктивность L_s и емкость C_s линии известны, то задача сводится к определению коэффициентов a и γ . Эти коэффициенты могли бы быть найдены из условия равенства входных сопротивлений линии с распределенными параметрами

$$Z_1 = j\omega L_2 \frac{1 + \frac{z_s}{\omega L_2} \operatorname{tg} \omega T_s}{1 - \frac{z_s}{\omega L_2} \operatorname{tg} \omega T_s} \quad (\text{П-1})$$

и эквивалентной линии с сосредоточенными параметрами

$$Z'_1 = j\omega (L_2 + L_s) \frac{1 - \omega^2 \frac{a}{\gamma} \frac{C_s L_s [L_2 + (1-a)L_s]}{L_2 + L_s}}{1 - \omega^2 \frac{1}{\gamma} \frac{C_s [L_2 + (1-a)L_s]}{L_2 + L_s}}, \quad (\text{П-2})$$

где $z_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$ — волновое сопротивление линии;

$T_s = \sqrt{L_s C_s}$ — волновая постоянная времени линии.

Однако точного равенства частотных характеристик для Z_1 и Z'_1 на всем диапазоне частот ω быть не может. Но в определенной области частот может быть приближенное равенство Z_1 и Z'_1 при известных допущениях. В частности, подъемные установки, которые упомянуты в настоящей статье, характеризуются низкими частотами, не превышающими, как правило, 2 гц. Тогда в диапазоне низких частот можно считать, что $Z_1 = Z'_1$, принимая, например, допущения, что частотные характеристики для Z'_1 и Z_1 имеют равные первые полюсы и первые нули. Тогда на основании выражений (П-1) и (П-2) находятся соотношения для частоты полюсов

$$\theta_p = \frac{L_s}{L_2} \operatorname{ctg} \theta_p; \quad (\text{П-3})$$

$$\theta_p^2 = \frac{\gamma}{\frac{L_2}{L_s} + 1 - a}, \quad (\text{П-4})$$

и для частоты нулей:

$$\theta_0 = -\frac{L_s}{L_2} \operatorname{tg} \theta_0; \quad (\text{П-5})$$

$$\theta_0^2 = \frac{\frac{L_2}{L_s} + 1}{\frac{L_2}{L_s} + 1 - a} \frac{\gamma}{a}, \quad (\text{П-6})$$

где $\theta_p = \omega_p T_s$ — угол, соответствующий частоте первого полюса;

$\theta_0 = \omega_0 T_s$ — угол, соответствующий частоте первого нуля.

Значения θ_p и θ_0 могут быть определены при графическом решении тригонометрических уравнений (П-3) и (П-5). Тогда величины a и γ можно вычислить из выражений (П-4) и (П-6) с учетом приведенной выше аналогии между электрическими параметрами линии и механическими параметрами каната:

$$a = \frac{M_{s1}}{M_s} = \left(\frac{\theta_p}{\theta_0} \right)^2 (1 + m); \quad (\text{П-7})$$

$$\gamma = \frac{k'_s}{k_s} = \theta_p^2 (1 + m - a), \quad (\text{П-8})$$

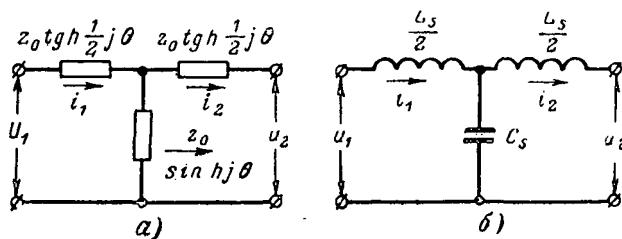


Рис. 8.

где

$$m = \frac{M_2}{M_S}.$$

Рассчитанные по формулам (П-7) и (П-8) зависимости α и γ от m приведены на рис. 2.

Для более приближенных расчетов значения α и γ могут быть получены из упрощенной схемы замещения длинной линии (рис. 8, б), которая получается из точной схемы замещения (рис. 8, а). Заменим $\sin h j\theta$ на $j\theta$ и $\operatorname{th} j\frac{1}{2}\theta$ на $j\frac{1}{2}\theta$. Такая

замена возможна для сравнительно небольших значений θ . Так, при $\theta \geq 0,8$ разница в величинах входных сопротивлений точной и приближенной схем замещения составляет 15% и более. В этом случае $\alpha=0,5$ и $\gamma=1$.

Для оценки точности сделанных допущений при определении α и γ можно построить зависимость отношения

$$\frac{Z'_1}{Z_1} = \frac{m + 1 - \alpha \frac{\theta^2}{\gamma} (m + 1 - \alpha)}{1 - \frac{\theta^2}{\gamma} (m + 1 - \alpha)} \frac{1 - m \theta \operatorname{tg} \theta}{m + \frac{\operatorname{tg} \theta}{\theta}} \quad (\text{П-9})$$

от θ при фиксированном значении m (рис. 9). Из полученных кривых следует, что для $\theta \leq 0,8$ разница в значениях входных сопротивлений Z'_1 и Z_1 не превосходит 5% для возможного на практике изменения параметра m от 0 до 20.

Величина $\theta = \omega T_S$ является функцией параметров системы, так как ω зависит от ее параметров. Эта зависимость может быть найдена из выражения для корней характеристического уравнения длинной линии с учетом индуктивности на входе линии L_1 (т. е. с учетом массы $M = M_1 + M_0 + M_{S_0}$ подъемной установки). Характеристическое уравнение в предположении внезапного приложения напряжения можно определить из выражения результирующего входного сопротивления длинной линии

$$Z'_{1 \text{ res}} = j\omega L_1 + Z'_1 =$$

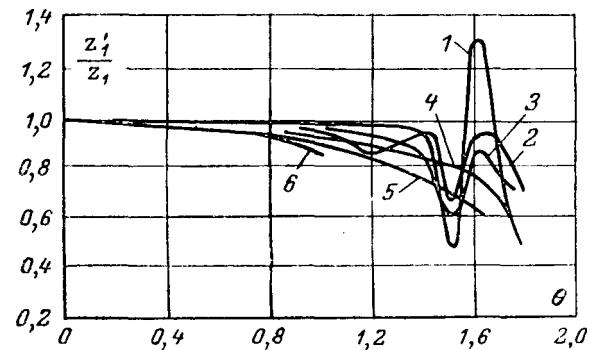


Рис. 9.

$$= j \left[\omega (L_1 + L_2) + \left(z_S - \omega^2 \frac{L_1 L_2}{z_S} \right) \operatorname{tg} \theta \right]. \quad (\text{П-10})$$

Отсюда с учетом приведенной выше аналогии между электрическими параметрами линии и механическими параметрами каната находится выражение для корней характеристического уравнения в неявном виде

$$\operatorname{ctg} \theta = \frac{\omega^2 T_S L_1 L_2 - L_S^2}{\omega T_S L_S (L_1 + L_2)} = \frac{\theta^2 \frac{M}{M_2} m^2 - 1}{\theta_m \left(1 + \frac{M}{M_2} \right)}. \quad (\text{П-11})$$

Подставив в выражение (П-11) значение $\theta=0,8$, можно выявить область значений параметров установки, при которых неточность расчетов не превзойдет 5%, если использовать в расчетах величины α и γ , взятые по кривым, изображенным на рис. 3, и — 15% при $\alpha=0,5$ и $\gamma=1$.

Литература

1. Комаров М. С., Динамика грузоподъемных машин, Машгиз, 1953.
2. Комаров М. С., Некоторые вопросы динамики грузоподъемных машин, Сборник статей. Львов, 1956.
3. Лоринский С. В., Динамика шахтных подземных канатов, 1959.
4. R. D. Lautenschlager, Förderseilschwingungen in Schachtfördermaschinen, 1960.
5. Сиротин А. А., Электроприводы с упругими механическими звеньями, «Электричество», 1962, № 8.
6. Соколов М. М., Терехов В. М. и Ключев В. И., Ограничение ускорения в электроприводах скоростных лифтов, «Электричество», 1962, № 3.



Работники промышленности, строительства и транспорта! Осуществляйте комплексную механизацию и автоматизацию, настойчиво внедряйте в производство достижения науки, техники и передовой опыта! Шире используйте методы научной организации труда!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Исследование колебаний ротора синхронного двигателя привода буровой лебедки

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

Московский институт нефтехимической и газовой промышленности

При внезапном приложении нагрузки к валу синхронного двигателя, питаемого от мощной сети, или при внезапном изменении напряжения на его зажимах при работе с нагрузкой возникают механические колебания ротора, которые могут в некоторых случаях привести к выпадению двигателя из синхронизма.

Вопрос об устойчивости синхронных двигателей при толчках нагрузки исследован рядом авторов [Л. 1—3]. В частности, в работе Н. М. Крылова и Н. Н. Боголюбова [Л. 3] дана интерполяционная формула для определения допустимой нагрузки с учетом затухания колебаний.

Как показано в [Л. 4], синхронный двигатель в приводе буровой лебедки имеет ряд преимуществ по сравнению с асинхронным. Однако для того, чтобы решить вопрос о применении синхронных двигателей, в этом приводе необходимо выяснить закон изменения угла θ в процессе подъема бурильных труб, что позволит уточнить требования к системе регулирования возбуждения двигателя.

При выборе рационального закона регулирования возбуждения двигателя должна ставиться задача об оптимизации, исходя из наивыгоднейших энергетических показателей синхронного привода при сохранении устойчивости его работы, что особенно существенно для нефтепромысловых сетей, отличающихся большими колебаниями напряжения, частыми набросами нагрузок, носящими неупорядоченный характер и не поддающимися строгому математическому учету.

Приводные двигатели буровой лебедки 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. Подключение нагрузки к валу двигателя осуществляется шинно-пневматической или электромагнитной порошковой сцепной муфтой.

В технической литературе достаточно хорошо освещены вопросы работы синхронного двигателя в режиме ударной нагрузки, когда момент сопротивления на его валу нарастает мгновенно. В приводе же буровой лебедки момент сопротивления на валу двигателя нарастает в течение некоторого отрезка времени. Это определяется тем, что время сцепления муфты составляет 2—4 сек и приложение нагрузки к ней происходит не мгновенно, так как требуется время для «выборки» люфтов в передачах и слабины талевого каната.

Частота собственных колебаний синхронных двигателей буровых установок составляет 2,5—3,5 гц, а их период — 0,4—0,28 сек. Время действия нагрузки обычно равно 20—50 сек, а время паузы 60—70 сек. Поскольку время действия нагрузки и

паузы неизмеримо больше периода собственных колебаний, колебания угла θ успевают затухнуть.

Отмеченные обстоятельства способствуют повышению устойчивости работы двигателя.

Необходимо рассмотреть наибольшие возможные отклонения угла θ , характеризующие степень устойчивости двигателя при данной нагрузке.

Задачу можно будет считать решенной, если с достаточной степенью точности будут определены колебания угла θ , вызываемые отдельными набросами нагрузки, наибольшими по амплитуде и интенсивности нарастания.

Процессы, протекающие в синхронной машине, описываются известной системой уравнений Парка — Горева.

Задача сводится к определению угла θ из уравнения движения ротора

$$T_a p^2 \theta + M_\theta = M_t, \quad (1)$$

где T_a — инерционная постоянная машины;

M_θ — электромагнитный момент двигателя;

M_t — момент нагрузки на валу двигателя;

p — оператор, символизирующий дифференцирование по синхронному времени.

Для выявления основных закономерностей рассматриваем случай отсутствия регулирования возбуждения ($\Delta E = 0$) при весьма малом активном сопротивлении в цепи статора ($r_c \approx 0$).

В этом случае уравнение электромагнитного момента машины, включенной на мощную сеть в соответствии с [Л. 5], будет:

$$M_\theta = \frac{mUE}{\omega x_d} \sin \theta + \frac{mU^2 \sin 2\theta}{2\omega} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) + \\ + \frac{mU^2 \cos \theta}{\omega} \left[\frac{1}{x_q(p)} - \frac{1}{x_q} \right] (\sin \theta - \sin \theta_0) - \\ - \frac{mU^2 \sin \theta}{\omega} \left[\frac{1}{x_d(p)} - \frac{1}{x_d} \right] (\cos \theta - \cos \theta_0), \quad (2)$$

где x_d и x_q — продольное и поперечное синхронные реактивные сопротивления машины;

$x_d(p)$ и $x_q(p)$ — соответствующие им операторные сопротивления;

m — число фаз;

ω — синхронная угловая частота машины.

Что касается момента сопротивления M_t , то, как известно, закон нарастания момента нагрузки на валу двигателя при использовании порошковой муфты будет:

$$M_t = M_y \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right),$$

где M_y — установившееся значение момента;

T_m — постоянная времени муфты.

Предположим, что в первом приближении θ меняется в зависимости от времени линейно, тогда

$$p^2\theta = 0.$$

Пусть в уравнении (1) $\theta = \theta_0$, тогда уравнение движения ротора запишется в виде

$$\frac{mUE}{\omega x_d} \sin \theta_0 + \frac{mU^2 \sin 2\theta_0}{2\omega} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) = M_y \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right). \quad (3)$$

Решение уравнения (3), преобразованного в уравнение четвертого порядка методом Н. И. Лобачевского, дает:

$$\theta_0 = \arcsin \frac{2\pi}{1 + \tau^2},$$

где τ — корни уравнения;

$$D(t) \tau^4 - (a+b) \tau^3 + 2D(t) \tau^2 - (a-b) \tau + D(t) = 0;$$

$$a = 2 \frac{mUE}{\omega x_d};$$

$$b = \frac{mU^2}{\omega} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right);$$

$$D(t) = M_y \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right).$$

Корни уравнения равны:

$$\tau_1 = \sqrt[4]{\frac{A_1}{A_0}}; \quad \tau_2 = \sqrt[4]{\frac{A_2}{A_1}}; \quad \tau_3 = \sqrt[4]{\frac{A_3}{A_2}}; \\ \tau_4 = \sqrt[4]{\frac{A_4}{A_3}},$$

где

$$A_0 = [D(t)]^2;$$

$$A_1 = (a+b)^2 - [D(t)]^2;$$

$$A_2 = (a-b)^2 - 2(a+b)(a-b) + 2[D(t)]^2;$$

$$A_3 = (a-b)^2 - [D(t)]^2;$$

$$A_4 = [D(t)]^2.$$

С учетом условий линеаризации

$$\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta; \quad \cos \Delta\theta \approx 1 \quad \text{и} \quad \Delta^2\theta \approx 0$$

ищем уточненное значение решения в виде

$$\theta_1 = \theta_0 + \Delta\theta_0.$$

Проведя преобразования уравнения (2), получим следующее выражение:

$$T_a p^2 \Delta\theta_0 + \left[\frac{mUE}{\omega x_d} \cos \theta_0 + \frac{mU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \times \right. \\ \left. \times \cos 2\theta_0 \right] p\Delta\theta_0 + \left[\frac{mU^2}{\omega} \left(\frac{1}{x_d(p)} - \frac{1}{x_d} \right) \sin^2 \theta_0 + \right. \\ \left. + \frac{mU^2}{\omega} \left(\frac{1}{x_q(p)} - \frac{1}{x_q} \right) \cos^2 \theta_0 \right] \Delta\theta_0 = 0. \quad (4)$$

Решив его, определим $\Delta\theta_0$ и, следовательно, найдем θ_1 — решение уравнения (1) в первом приближении. Далее полагая, что θ_1 приближенное решение уравнения (1), ищем уточненное решение уравнения (1) в виде

$$\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta_1.$$

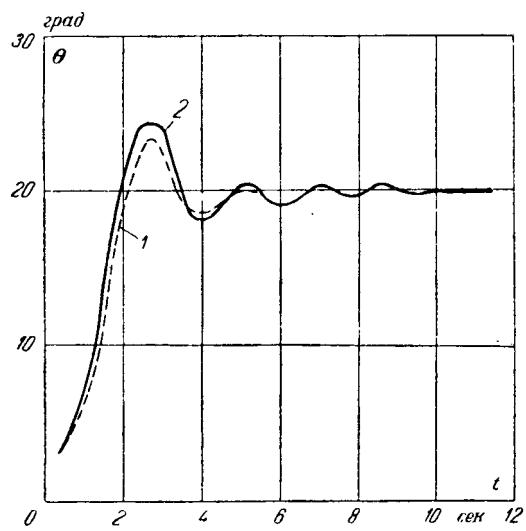


Рис. 1. Графики изменения угла $\theta = f(t)$ при подъеме на третью передаче 24 свечей.
1 — расчет; 2 — эксперимент.

Решая уравнение (1) методом последовательных приближений, можно с достаточной степенью точности определить уточненное решение дифференциального уравнения.

Определение $\Delta\theta_0$ из уравнения (4) проводится в следующем порядке: предварительно упростив выражение $\left[\frac{1}{x_d(p)} - \frac{1}{x_d} \right]$ и $\left[\frac{1}{x_q(p)} - \frac{1}{x_q} \right]$ по методике, изложенной в [Л. 6], получаем уравнение

$$T_a p^2 \Delta\theta_0 + \left[\frac{mU^2}{\omega} \frac{T_d - T'_d}{x_d} \sin^2 \theta_0 \frac{1}{1 + pT'_d} + \right. \\ \left. + \frac{mU^2}{\omega} \frac{T''_{d0} - T''_d}{x'_d} \sin^2 \theta_0 \frac{1}{1 + pT''_d} + \right. \\ \left. + \frac{mU^2}{\omega} \frac{T_q - T''_q}{x_q} \frac{1}{1 + pT''_q} \right] p\Delta\theta_0 + \\ + \left[\frac{mUE}{\omega x_d} \cos \theta_0 + \frac{mU^2}{2\omega} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\theta_0 \right] \Delta\theta_0 = 0. \quad (4a)$$

Как показано в [Л. 7], при малых движениях системы это уравнение может быть сведено к уравнению второго порядка, в котором коэффициенты являются функцией времени.

Решение же задачи в функции времени может быть получено с помощью интегральной формулы Коши.

Как показано в [Л. 6], при углах θ_0 порядка 30° , имеющих обычно место в синхронных двигателях, если отношение периода действительных колебаний ротора T к периоду малых (затухающих) колебаний T_0 заключено в пределах

$$1 \leq \frac{T}{T_0} \leq 1,05,$$

то ошибка в периоде колебаний не превосходит 5% при $\Delta\theta_0 = 40^\circ$.

Как правило, нагрузка буровой лебедки такова, что угол θ не выходит за границу линейности в том смысле, как она определена в [Л. 6], поэтому

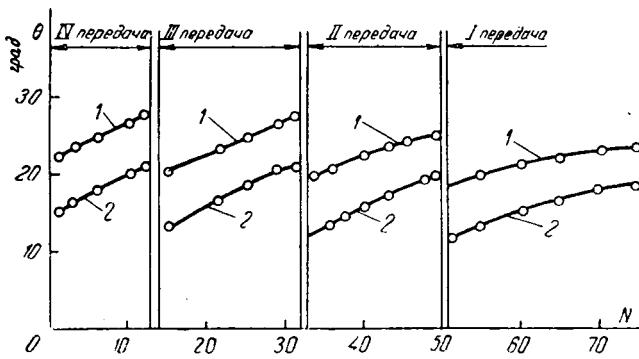


Рис. 2. Экспериментальные зависимости θ_{\max} (1) и $\theta_{\text{уст}}$ (2) от количества свечей N (от веса на крюке) на различных передачах.

применение метода линеаризации вносит погрешность, не превышающую 5%.

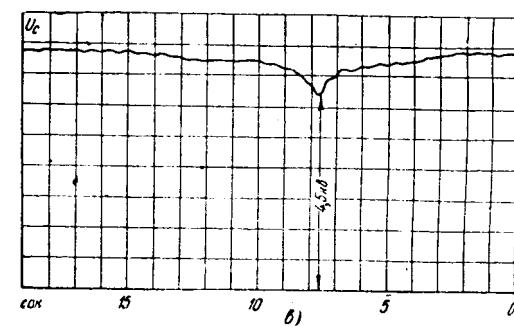
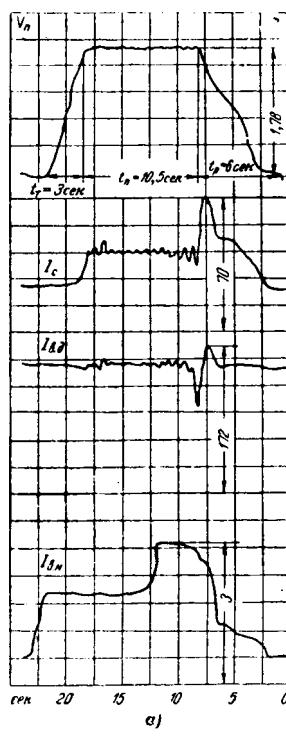
На рис. 1 представлены зависимости $\theta = f(t)$, полученные расчетом по предложенной методике для синхронного двигателя типа СДЗ 12-46-8 привода лебедки буровой установки БУ-75 БрЭ с порошковой муфтой МЭП-75 и опытным путем при промышленных испытаниях буровой установки БУ-75 БрЭ с такими же синхронным двигателем и порошковой муфтой.

На рис. 2 приведены зависимости максимально-го и устанавлившегося значений угла θ от числа поднимаемых свечей N . Испытания проводились с участием одного из авторов в тресте Татбурнефть в октябре 1965 г. Угол θ во время промышленных испытаний определялся фазометрическим способом.

Указанные на рис. 1 зависимости $\theta = f(t)$ были получены при номинальном напряжении на шинах распределительного устройства буровой. Результаты расчетов и экспериментов свидетельствуют о том, что в этих условиях привод работает достаточно устойчиво без регулятора возбуждения синхронного двигателя и обеспечивает нормальную работу подъемной системы и роторного стола в соответствии с паспортными данными.

Расхождение результатов, полученных расчетным путем по изложенной методике и полученных из эксперимента, не превышает 5—6%. Картина резко изменяется при понижении напряжения на шинах распределительного устройства буровой, с чем приходится часто считаться в реальных условиях. В этом случае, несмотря на форсировку тока возбуждения двигателя, имеют место значительные колебания тока статора (амплитуды), активной и реактивной мощностей. Даже при сравнительно небольшой нагрузке на крюке имели место случаи выпадения двигателя из синхронизма.

На рис. 3 представлены графики напряжения на шинах распределительного устройства буровой, изменения тока статора, тока возбуждения, активной и реактивной мощностей синхронного двигателя, а также тока возбуждения электромагнитной муфты при подъеме восьми свечей на четвертой передаче. Ток возбуждения двигателя был увеличен до 1,55 номинального. Понятно, что продолжительная работа с таким током возбуждения недопустима из



б)

условий нагрева обмотки возбуждения. Кроме того, во время пауз перевозбужденный двигатель работает в режиме компенсатора, отдавая в сеть реактивную мощность, в чем не всегда есть необходимость.

Ток возбуждения двигателя целесообразно регулировать, исходя из обеспечения достаточной динамической устойчивости двигателя. Одновременно величина тока возбуждения должна быть такой, чтобы реактивная мощность была настолько мала, при которой обеспечивались бы оптимальные энергетические показатели привода.

Выводы. 1. При номинальном напряжении на шинах распределительного устройства буровой синхронный привод лебедки работает достаточно устойчиво без автоматического регулятора возбуждения, обеспечивая нормальную работу подъемной системы в соответствии с паспортными данными и более высокий к. п. д. установки, чем с асинхронным приводом подъема.

2. В условиях работы синхронного привода при пониженном напряжении на шинах распределительного устройства буровой для повышения устойчивости двигателя и получения высоких энергетических

Уменьшение потери выходного напряжения каскадного генератора

Инж. В. П. ЯКУШЕВ

Обнинск

Введение. Рост применения постоянного высокого напряжения для исследовательских и технологических целей увеличивает потребность в компактных, часто передвижных, генераторах высокого напряжения. Наиболее популярны из них — каскадные генераторы.

Компактность каскадных генераторов достигается повышением частоты питания и более тесным размещением элементов. В результате паразитная емкость между конструкциями зарядной и фильтровой колонн $C_{\text{п}}$ становится сравнимой с проходной емкостью рабочих конденсаторов $C/2n$ (C — величина рабочей емкости; n — число каскадов), а выходное напряжение генератора, даже без нагрузки U_0 , может значительно отличаться от расчетного значения для схемы умножения [Л. 1 и 2]:

$$U_{\text{расч}} = 2nU_m, \quad (1)$$

где U_m — амплитуда питающего напряжения.

Так, у трехкаскадного генератора на напряжение 1 000 кв, работающего на открытом воздухе при частоте 596 гц, выходное напряжение составляло 0,85 от расчетного [Л. 3].

Чтобы уменьшить потерю выходного напряжения, было предложено следующее.

1. Увеличивать емкости рабочих конденсаторов и уменьшить число каскадов [Л. 1]. Но это приводит к увеличению размеров конденсаторов, а также напряжения питающего трансформатора и напряжения между каскадами.

2. Компенсировать паразитные емкости специальными катушками,ключенными параллельно каждому вентилю через разделительный конденсатор [Л. 4]. Однако это требует большого числа катушек ($2n$) и такого же числа разделительных конденсаторов, что значительно усложняет конструкцию установки.

3. Компенсировать паразитные емкости включением одной катушки на каждом каскаде [Л. 5 и 6]. В этом случае требуется меньше катушек, но все же их число велико. К тому же велика и индуктивность.

4. На выходе генератора включить между его колоннами через разделительный конденсатор нагрузочную катушку [Л. 7 и 8]. Это нетрудно осуществить, но, к сожалению, при сравнительно больших

показателей установки целесообразно применить автоматический регулятор возбуждения.

Литература

- Апаров В. И. и Локшин А. Н., Критерий устойчивости серий синхронных двигателей при толчках нагрузки, «Электричество», 1941, № 2.
- Olendorff F., Peters W., Schwingungsstabilität parallel arbeitenden Synchronmaschinen. Wiss. Veröffentl., Siemens-Konzern, № 1, 1926.
- Крылов Н. М. и Боголюбов Н. Н., О колебаниях синхронных машин, ОНТВУ, 1932.

значениях $\sqrt{\frac{C_{\text{п}}}{C/2n}}$ одной катушки оказывается недостаточно.

5. Последовательно с каждым рабочим конденсатором поставить катушку, настроенную с ним в резонанс на рабочей частоте [Л. 7 и 8]. Эти катушки компенсируют только потерю напряжения, но не токи из-за паразитных емкостей, что приводит к дополнительным активным потерям, которые распределяются с увеличением частоты питания.

6. Придать каждому каскаду вид полосового фильтра [Л. 9]. Это радикально решает вопрос при питании радиочастотой, а для более низких частот установка получается слишком громоздкой.

Э. Эверхарт и П. Лоррейн [Л. 7] показали, что коэффициент F (отношение выходного постоянного напряжения генератора на холостом ходу к расчетному напряжению схемы умножения) равен:

$$F = \frac{U_0}{2nU_m} = (b/N) \operatorname{th}(N/b), \quad (2)$$

где

$$N = 2n; b = \sqrt{\frac{C}{C_{\text{п}}/2n}}.$$

Они также показали, что нагрузочная катушка, индуктивность которой

$$L = \frac{1}{\omega^2 b C_{\text{п}}/2n} \operatorname{cth}(N/b), \quad (3)$$

повышает напряжение на последнем каскаде до напряжения первого и увеличивает F до значения

$$F_1 = (2b/N) \operatorname{th}(N/2b). \quad (4)$$

При этом входное сопротивление каскадного генератора носит емкостной характер и равно:

$$z_{\text{вх}} = \frac{1}{\omega b C_{\text{п}}/2n} \operatorname{cth}(N/2b). \quad (5)$$

Для больших значений N/b Э. Эверхарт и П. Лоррейн предложили поставить в середине колонны генератора вторую катушку, имеющую индуктивность в 2 раза меньше.

4. Блантер С. Г., Жуков Ю. С. и Суд И. И., Сравнение энергетических показателей асинхронного и синхронного электроприводов буровых лебедок, «Электричество», 1965, № 8.

5. Park R. H., Two-reaction Theory of synchronous machines, Trans. AIEE, part I, 1929, v. 48, part II, 1933, v. 52.

6. Урусов И. Д., Линейная теория колебаний синхронной машины, Изд-во АН СССР, 1960.

7. Горев А. А., Переходные процессы синхронной машины, Госэнергоиздат, 1950.



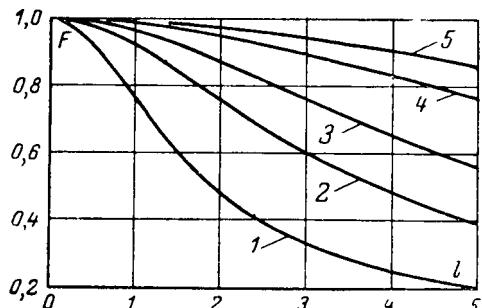


Рис. 1.

Выразим основной параметр N/b в ином виде:

$$l = N/b = \sqrt{\frac{C_n}{C/2n}}. \quad (6)$$

Эта безразмерная величина является единственным аргументом F и количественно отражает роль паразитных емкостей. Назовем ее кратко: «длина каскадного генератора». Теперь формулы (2)–(5) примут вид:

$$F = \frac{1}{l} \operatorname{th} l; \quad (2a)$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 \sqrt{C_n C/2n}} \operatorname{cth} \frac{l}{2}; \quad (3a)$$

$$F_l = \frac{2}{l} \operatorname{th} \frac{l}{2}; \quad (4a)$$

$$z_{bx} = \frac{1}{\omega \sqrt{C_n C/2n}} \operatorname{cth} \frac{l}{2}. \quad (5a)$$

Таким образом, нагрузочная индуктивность привела к укорочению длины в 2 раза. Зависимости (2a) и (4a) представлены на рис. 1 кривыми 1 и 2 соответственно.

Теоретическая часть. Используя результаты, Э. Эверхарта и П. Лоррейна, рассмотрим возможность применения нескольких компенсирующих катушек, размещенных вдоль колонн каскадного генератора (катушек меньше, чем каскадов).

Оптимальное размещение компенсирующих катушек. Пусть имеется каскадный генератор, длина которого l_r . Разобьем ее на $m+1$ участков, длины которых $l_r k_1, l_r k_2, \dots, l_r k_i, \dots, l_r k_m, l_r k_{m+1}$. В конце каждого из m участков поставим компенсирующие катушки, индуктивности которых таковы, что напряжения на катушках и на входе генератора рав-

ны (рис. 2, а). Тогда для компенсированных участков F определяется по формуле (4a), а для некомпенсированного — по (2a). Коэффициент F для всего генератора с m катушками будет равен:

$$F_k = \frac{1}{l_r} \left[2 \sum_{i=1}^{l=m} \operatorname{th} \frac{l_r k_i}{2} + \operatorname{th} l_r k_{m+1} \right]. \quad (7)$$

С помощью метода Лагранжа условие максимума F_k (оптимальное размещение катушек) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} k_i &= k = \frac{2}{2m+1}; \quad i = 1, 2, \dots, m; \\ k_{m+1} &= \frac{k}{2} = \frac{1}{2m+1}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$F_{km} = \frac{2m+1}{l_r} \operatorname{th} \frac{l_r}{2m+1}. \quad (9)$$

Итак, оптимальным является такое размещение катушек, когда они расположены на равных расстояниях друг от друга, а в конце линии остается некомпенсированный участок, длиной в половину компенсированного. Оптимальное размещение m катушек укорачивает длину в $2m+1$ раз.

Для сравнения на рис. 1 приведены результаты при оптимальном размещении катушек и по методу Э. Эверхарта и П. Лоррейна. Кривые 2 и 3 — для одной катушки; 4 и 5 — для двух; 3 и 5 — при оптимальном размещении. Особенно значительные преимущества дает оптимальное размещение при одной катушке, когда она расположена после $\frac{2}{3}$ каскадов, считая от входа.

Если надо обеспечить, чтобы коэффициент F_{km} был не менее заданного $F_{\text{доп}}$, то необходимо число катушек

$$m \geq \frac{1}{2} \left(\frac{l_r}{l_{\text{доп}}} - 1 \right), \quad (10)$$

где $l_{\text{доп}}$ определяется по графику $F(l)$ (кривая 1 на рис. 1), считая, что $F(l_{\text{доп}}) = F_{\text{доп}}$. Для большей точности и удобства лучше пользоваться величиной

$$\Delta F = 1 - F, \quad (11)$$

которая является потерей напряжения из-за паразитных емкостей. Зависимость ΔF от l представлена на рис. 3 кривой 1. Для расчетов необходимы простые аналитические выражения $\Delta F(l)$, чтобы использовать их в уравнении (10). Разлагая $F(l)$ в ряд и пренебрегая высшими членами, получаем:

$$\Delta F \approx \frac{1}{3} l^2 (1 - 0,4l^2). \quad (12)$$

Этой зависимости соответствует кривая 2 на рис. 3. Лучшее совпадение в большем диапазоне (кривая 3 на рис. 3) дает выражение

$$\Delta F = \frac{1}{3} l^2 (1 - 0,283l^2); \quad l \leq 1,13; \quad \Delta F \leq 0,28. \quad (13)$$

Для значений ΔF более 5% очень удобна кусочно-линейная аппроксимация (линия 4 на рис. 3)

$$\left. \begin{aligned} \Delta F &= 0; \quad l \leq 0,3; \\ \Delta F &= 0,34(l - 0,3); \end{aligned} \right\} \quad \begin{aligned} 0,3 &\leq l \leq 1,78; \quad \Delta F \leq 0,47; \\ \Delta F &= 0,34(l - 0,3); \end{aligned} \quad (14)$$

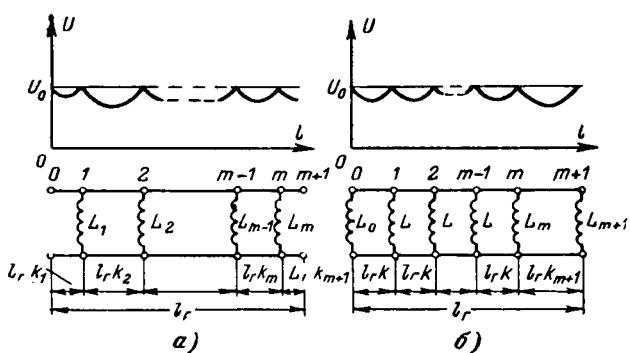


Рис. 2.

здесь погрешность в ΔF не превышает 3%. Эта аппроксимация дает количественный критерий пре-небрежимости паразитными емкостями в виде $l \leq 0,3$. Пользуясь выражениями (13) и (14), можно получить формулы для определения необходимого числа катушек по заданным параметрам генератора $C_{\text{п}}$, C , n и $\Delta F_{\text{доп}}$:

$$m \geq \frac{1}{2} \left(0,76 \sqrt{\frac{C_{\text{п}}}{C/2n}} \frac{1}{1 - \sqrt{1 - 3,4\Delta F_{\text{доп}}}} - 1 \right); \quad \Delta F_{\text{доп}} \leq 0,28 \quad (15)$$

или

$$m \geq \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{C_{\text{п}}}{C/2n}} - 1 \right); \quad 0,05 \leq \Delta F_{\text{доп}} \leq 0,47. \quad (16)$$

Снижая величину потери напряжения ΔF , можно для получения того же выходного напряжения взять меньшее число каскадов, но это достигается увеличением числа компенсирующих катушек. При проектировании каскадного генератора целесообразная величина $\Delta F_{\text{доп}}$ определяется конкретными условиями и, видимо, нет смысла уменьшать ее ниже 5%, если резко увеличивается необходимое число катушек.

Применим полученные результаты к описанным каскадным генераторам. У двадцатикаскадного генератора [Л. 5], собранного по симметричной схеме, параллельно каждому каскаду включена катушка индуктивностью $L = 10 \text{ гн}$ добротностью 120 на частоте 10 кгц. Емкость рабочего конденсатора $C = 0,007 \text{ мкФ}$, паразитная емкость конструкции $C_{\text{п}} = 300 \text{ пФ}$. Длина генератора 1,31. При оптимальном размещении одной катушки длина уменьшается до 0,431, а потеря напряжения составит 6%; индуктивность катушки будет примерно в 20 раз меньше.

В двенадцатикаскадном генераторе [Л. 7] с $l_r = 1,78$ при помощи нагрузочной катушки получили $\Delta F = 20\%$; если же катушку разместить оптимально, т. е. после восьмого каскада, то потеря напряжения снизится до 10%.

Отступление от оптимального размещения. Далеко не всегда число каскадов реального генератора позволяет разместить компенсирующие катушки оптимально; для этого необходимо:

$$\frac{n}{2m+1} = \text{целое число.} \quad (17)$$

При нарушении этого условия возникает вопрос: как лучшим образом приблизиться к оптимуму. Чтобы добиться наибольшего однообразия в катушках и конструкции генератора, лучше всего компенсированные участки сделать одинаковой длины, а на некомпенсированный участок придется оставитьное. При этом появится дополнительная потеря напряжения δF , вызванная отступлением от оптимального размещения. Поэтому полная потеря напряжения

$$\Delta F_k = \Delta F_{\text{км}} + \delta F. \quad (18)$$

Для вычисления δF разложим F_k в ряд Тейлора вблизи оптимальной точки $k = k_{\text{опт}}$ и оставим один

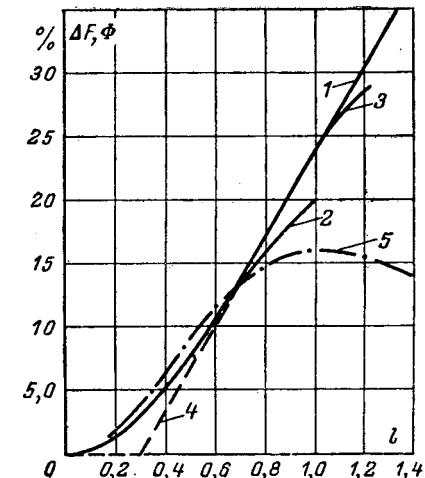


Рис. 3.

определяющий член. Произведя необходимые вычисления, получим:

$$\delta F \approx m (2m+1)^2 (k - k_{\text{опт}})^2 \Phi \left(\frac{l_r}{2m+1} \right), \quad (19)$$

где

$$\Phi \left(\frac{l_r}{2m+1} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{l_r}{2m+1} \right)^2 F \left(\frac{l_r}{2m+1} \right) - \frac{1}{c h^2 \frac{l_r}{2m+1}}. \quad (20)$$

Зависимость $\Phi(l)$ представлена на рис. 3 кривой 5. Если размещать катушки по методу Э. Эверхарта и П. Лоррейна, то появится дополнительная потеря напряжения

$$\delta F = \frac{1}{m} \Phi \left(\frac{l_r}{2m+1} \right). \quad (21)$$

Отступление от оптимального размещения вызвано необходимостью поместить между катушками целое число каскадов (или полукаскадов), чтобы

$$nk = nk_{\text{опт}} \pm \beta = \text{целое число (или целое число} + \frac{1}{2}) \quad (22)$$

Подставляя (22) в уравнение (19), получаем:

$$\delta F = m \left(\frac{2m+1}{n} \right)^2 \beta^2 \Phi \left(\frac{l_r}{2m+1} \right). \quad (23)$$

Размещение катушек в реальных генераторах. Условия подсоединения катушек существенно различны у обычных и симметричных каскадных генераторов. Соответствующие каскады зарядной и фильтровой колонн обычного генератора имеют средние потенциалы, отличающиеся примерно на половину напряжения каскада. Поэтому, если вместо обычного конденсатора C на напряжение U взять два последовательно соединенных конденсатора емкостью $2C$ на напряжение $U/2$, они будут эквивалентны рабочему конденсатору (их габариты и стоимость примерно равны), а потенциал средней точки будет близок к потенциальному соответствующего каскада другой колонны. В этом месте можно присоединить компенсирующую катушку.

Для обычных генераторов возможны два варианта подсоединения: в соответствии с рис. 4, а,

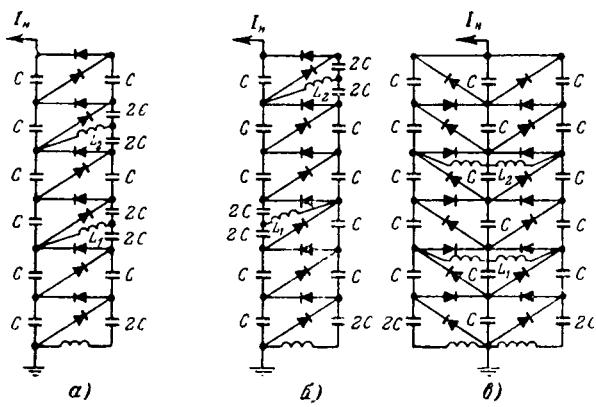


Рис. 4.

когда рабочие емкости собираются из двух конденсаторов только на зарядной колонне, между катушками целое число каскадов; в соответствии с рис. 4, б, когда из двух конденсаторов собираются поочередно рабочие емкости обеих колонн, между катушками целое число полукаскадов.

В зависимости от конкретных условий предпочтительнее тот или другой вариант. Для случая рис. 4, а и б ближе к оптимуму второй вариант; здесь $m=2$; $nk_{\text{опт}}=2,4$.

первый вариант: $nk=2$; $\beta=0,4$; $\delta F=2/9 \Phi \leq 3,55\%$;
второй вариант: $nk=2,5$; $\beta=0,1$; $\delta F=1/36 \Phi \leq 0,44\%$.

У симметричных каскадных генераторов при соединение катушек легко осуществить, так как средние потенциалы зарядных колонн у соответствующих каскадов равны. Поэтому, чтобы не усложнять конструкцию введением двух специальных конденсаторов, соединенных последовательно, проще за счет некоторой небольшой потери напряжения размещать катушки по первому варианту (рис. 4, б).

Величина индуктивности катушек. Каждая катушка должна компенсировать оптимальным образом паразитные емкости своего и входную емкость последующего участков. Учитывая уравнения (3а) и (5а), запишем уравнение для индуктивности катушек при их оптимальном размещении:

$$L = \frac{1}{2\omega^2 \sqrt{C_{\text{п}} C / 2n}} \operatorname{cth} \frac{l_r}{2m+1}. \quad (24)$$

При отступлении от оптимального размещения, когда компенсированные участки одинаковы, индуктивности катушек равны:

$$\left. \begin{aligned} L_i &= \frac{1}{2\omega^2 \sqrt{C_{\text{п}} C / 2n}} \operatorname{cth} \frac{l_r k}{2}; \quad i < m; \\ L_m &= \frac{1}{\omega^2 \sqrt{C_{\text{п}} C / 2n}} \frac{1}{\operatorname{th} \frac{l_r k}{2} + \operatorname{th} l_r (1-km)} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

В некоторых случаях имеет смысл компенсировать входную емкость каскадного генератора и выходную емкость питающего трансформатора катушкой L_0 , включенной на входе, и значительную, обусловленную высоковольтным электродом, емкость

между зарядной и фильтровой колоннами на выходе генератора катушкой L_{m+1} (рис. 2, б).

Выражению (24) можно придать более наглядный вид, для чего разложим $\operatorname{cth} \frac{l_r}{2m+1}$ в ряд и, выделив первые два члена, запишем:

$$L \approx \frac{2m+1}{2\omega^2 C_{\text{п}}} \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{l_r}{2m+1} \right)^2 \right]. \quad (26)$$

Видно, что индуктивная проводимость несколько меньше емкостной.

Порядок расчета уменьшения потери напряжения. Должны быть заданы: число каскадов n , емкость рабочего конденсатора C , суммарная паразитная емкость $C_{\text{п}}$, частота питания f , допустимая величина потери напряжения из-за неполной компенсации паразитных емкостей $\Delta F_{\text{доп}}$.

Последовательно определяются:

длина генератора l_r по формуле (6);

необходимое число катушек m по формулам (15) и (16) или непосредственно по формуле (10) и кривой I на рис. 3;

потеря напряжения при оптимальном размещении $\Delta F_{\text{км}}$ по формулам (9) и (11) или по кривой I на рис. 3;

размещение катушек по каскадам и число β по формуле (22);

дополнительная потеря напряжения δF из-за отступления от оптимального размещения по формуле (23);

полная потеря напряжения ΔF_k по формуле (18);

величины индуктивностей компенсирующих катушек L_i и L_m по формуле (26).

Экспериментальная часть. Для проверки полученных результатов и выяснения возможности распространить их на нагруженный каскадный генератор были проведены эксперименты.

Измерения сделаны на модели одного из действующих генераторов (масштаб по напряжению 1 : 50, по току — 1 : 1). Модель представляет собой девяткаскадный генератор, питаемый частотой 500 гц; емкость рабочего конденсатора 0,13 мкф; вентили селеновые АВС-7-3п; эффективное напряжение питания 402 в.

Распределенная емкость конструкции между колоннами конденсаторов моделировалась конденсаторами равной емкости, включенными на каждом каскаде. Компенсация осуществлялась катушкой, величина индуктивности которой варьировалась в больших пределах изменением зазора в сердечнике. Катушка ставилась после девятого каскада (по Э. Эверхарту и П. Лоррейну) и после шестого каскада (оптимальное размещение).

В таблице сравниваются экспериментальные и расчетные данные. Видно, что они хорошо совпадают в пределах точности эксперимента. Оптимальное размещение дает лучшие результаты.

Большой практический интерес представляет возможность применения полученных результатов для каскадного генератора под нагрузкой. Из литературы известны два простых способа учета потери напряжения из-за паразитных емкостей. Согласно одному [Л. 2 и 10] считается, что паразитные

Паразитная емкость на каскад	Без компенсации			Эверхарт и Лоррейн			Оптимальное размещение		
	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет
C_p/n	l_r	F	F	$l_r/2$	F	F	$l_r/3$	F	F
1 300	1,26	68	67	0,63	89	92	0,42	94	96
2 400	1,76	56	53	0,86	82	83	0,58	90	94

емкости меняют наклон нагрузочной характеристики и выходное напряжение становится равным:

$$U = (2nU_m - \Delta U)F, \quad (27)$$

где ΔU — падение напряжения под нагрузкой в схеме умножения без паразитных емкостей.

По второму способу [Л. 3] считается, что наклон не меняется, и выходное напряжение равно:

$$U = 2nU_m F - \Delta U. \quad (28)$$

На рис. 5 приведены экспериментальные нагрузочные характеристики упомянутой модели с паразитными емкостями (2 400 pF) на каждом каскаде, без компенсации и с компенсацией различными способами: 1 — компенсация паразитных емкостей и нагрузки; 2 — без паразитных емкостей; 3 — компенсация оптимальным образом; 4 — компенсация по Э. Эверхарту и П. Лоррейну; 5 — с паразитными емкостями 2 400 pF на каждом каскаде.

Аналогичный вид нагрузочные характеристики имеют и при других значениях паразитных емкостей. Как видно, без компенсирующих катушек наклон характеристики уменьшается, т. е. формула (27) наиболее соответствует действительности. Причина тому — более низкие напряжения на верхних каскадах. Так как напряжения на верхних каскадах в местах подключения катушек доводятся до номинального значения, то при компенсации верхние каскады сильнее влияют на падение напряжения, наклон характеристики не меняется и поэтому более точной оказывается формула (28).

Если величину индуктивности сделать несколько меньшей, чем необходимо для компенсации паразитных емкостей, и повысить напряжение на ближайшем к катушке конденсаторе до номинального, то можно уменьшить падение напряжения под нагрузкой. Однако наклон нагрузочной характеристики станет больше (см. кривую 1 на рис. 5), напряжение сильнее будет меняться в зависимости от нагрузки. При снятии нагрузки верхние каскады будут перенапряжены. Таким образом, этот способ можно применять только для неизменной нагрузки.

Было исследовано влияние добротности катушки Q на увеличение потери напряжения. Активные потери в катушке приводят к дополнительному снижению выходного напряжения, но это влияние неизначительно и растет с увеличением длины генератора. Когда добротность катушки больше некоторой величины, то дополнительной потерей напряжения можно пренебречь; например, она меньше 3% при $Q \geq 11$ и $l_r = 1,73$. Обычно же используют катушки с большой добротностью, чтобы избежать нежелательных активных потерь.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

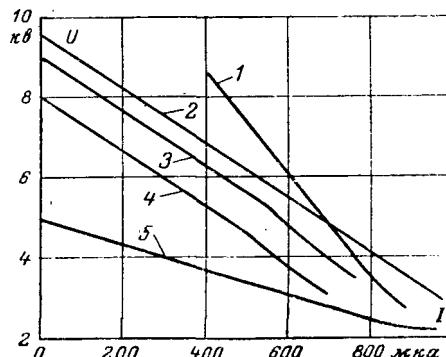


Рис. 5.

Полученные результаты были использованы для уменьшения потери напряжения у каскадного генератора, питающего действующую установку [Л. 11]. Этот генератор собран по обычной схеме умножения, работает на атмосферном воздухе, имеет девять каскадов, частота питания 500 Гц, емкость рабочих конденсаторов 2 500 pF , суммарная паразитная емкость около 200 pF . Включив компенсирующую катушку индуктивностью около 600 гн после шестого каскада, увеличили выходное напряжение генератора (при напряжении питания 20 кВ_{эфф}) с 286 до 400 кВ, т. е. на 40%.

Выводы. 1. Вызванную паразитными емкостями потерю выходного напряжения каскадного генератора можно выразить линейной аппроксимацией: $\Delta F = 0,34(l - 0,3)$, а критерий несущественности влияния паразитных емкостей (потеря напряжения менее 3%) — в виде $\frac{C_p}{C/2n} \leq 0,09$.

2. Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность эффективного уменьшения потери напряжения компенсирующими катушками, число которых значительно меньше числа каскадов.

3. При оптимальном размещении катушек между ними оказывается одинаковое число каскадов (или полукаскадов), а в конце остается в 2 раза меньший некомпенсированный участок. Индуктивность всех катушек одинакова. Одна катушка ставится после $\frac{2}{3}$ каскадов, считая от входа.

4. Отступление от оптимального размещения (число каскадов не делится на равные участки) надо вести за счет длины некомпенсированного участка, все остальные участки при этом равны.

5. Без компенсации паразитных емкостей выходное напряжение точнее определяется по формуле $U = (2nU_m - \Delta U)F$, а при компенсации — по формуле $U = 2nU_m F - \Delta U$.

В заключение автор благодарит А. Н. Сербина за ценные советы, Е. Ф. Семенова и Л. А. Шемкевича — за помощь при экспериментах на действующей установке.

Литература

1. Высоковольтное испытательное оборудование и измерения, под ред. А. А. Воробьева, Госэнергоиздат, 1960.

2. Ускорители, перев. с немецкого и английского, под ред. Б. Н. Яблокова, Госатомиздат, 1960.

Физические основы формирования коммутирующих свойств электрощеточных материалов

Канд. техн. наук П. С. Лившиц

Москва

Одной из важнейших характеристик контактных материалов, используемых при изготовлении щеток для электрических машин, является их коммутирующая способность. Повышение этой способности достигается за счет постепенной замены в составе рассматриваемых материалов меди графитом, а затем графита коксом, сажей или древесным углем [Л. 1 и 2].

Перечисленные компоненты рецептуры, будучи смешаны в различных пропорциях и переработаны методами порошковой металлургии и угольной керамики, позволили получить большое количество марок электрощеточных материалов, число которых к настоящему времени достигло многих десятков и продолжает возрастать [Л. 2].

Для того чтобы ориентироваться в выпускаемой промышленностью номенклатуре марок электрощеточных материалов и оценивать их коммутирующие свойства, предлагалось немало методов, достаточно полный обзор которых содержится в [Л. 3 и 4]. Общим для предлагавшихся методов было то, что коммутирующие свойства рекомендовалось оценивать не непосредственно, а при помощи промежуточных параметров, которые использовались в различных теориях, объяснявших причины искрения в скользящем контакте. Таким образом, предлагавшиеся способы решения задачи являлись своего рода двухступенчатыми, так как требовали изучения влияния свойств электрощеточного материала на промежуточные параметры, а затем изучения влияния последних на собственно коммутационный процесс.

Критически оценивая рекомендовавшиеся методы определения коммутирующих свойств контактных материалов, автор в 1958 г. предложил использовать для указанной цели электрические машины и определять искомые свойства электрощеток по их непосредственной способности образовывать большую или меньшую ширину безыскровой зоны при работе на реальных электрических машинах. Для количественной оценки изучавшейся способности электрощеточных материалов предлагалось вос-

пользоваться величиной индекса коммутации N^* , возрастание численного значения которой свидетельствовало о повышении их коммутирующих свойств [Л. 2 и 5]. В последующем, продолжая проводить испытания различных марок электрощеток на многих типах крупных электрических машин, автор получил данные, позволяющие вычислить средние значения индекса коммутации N :

Марка электрощеточного 611М ЭГ4 ЭГ20 ЭГ71 ЭГ14 ЭГ8 ЭГ74 материала
Значение индекса комму- 0,9 1,0 1,2 1,2 1,8 2,2 3,1
тации

Эти данные подтверждаются всем опытом эксплуатации электрощеток на крупном электрооборудовании и широко используются при решении практических вопросов улучшения работы деталей узла токосъема.

Однако ценность приведенных данных об индексе коммутации не исчерпывается только той информацией, которую они дают решающему практическую задачу выбора марки электрощеток с более высокими коммутирующими свойствами. Приведенные данные могут быть использованы и для выяснения еще одного принципиального вопроса о физической природе явлений, обусловливающих изменение этих свойств.

Для решения поставленной новой задачи расположим выпускаемые промышленностью марки электрощеточных материалов на плоскостях композиционных треугольников систем медь — углеродистые материалы — легирующие добавки и графит — кокс — сажа, членами которых эти марки являются, и проведем через треугольники сечения, выбрав их таким образом, чтобы в них попало как можно больше конкретных марок электрощеточных материалов. Такому условию удовлетворяют сечения

* Индекс коммутации представляет собой относительную оценку способности различных марок щеток образовывать большую или меньшую зону безыскровой работы электрической машины. Подробное изложение физического смысла индекса коммутации и описание метода его вычисления содержится в [Л. 2 и 5].

3. Melhorn H., Über die Greinacher-Ventilvervielfachungsschaltung und ihre Verwendung zur Erzeugung hoher konstanter gleichspannung, Wiss. Veröff. Siemens-Werk, 21, 141—186 (1943).

4. Lorrain P. P., On the Design of a Radiofrequency Cockcroft-Walton Accelerator, Rev. Sci. Instrum., v. 20 (1949), № 3, 216.

5. Baldinger E., Heilpern W., Kompensations-Drosselpulsen hoher Güte für Kaskadengeneratoren, Helv. phys. acta, 30 (1957), 282.

6. Heilpern W., Method and Means for the Compensation of Reactive Currents Due to Stray Capacitances between the Capacitor Columns of a Cascade Rectifier, Патент США № 3036259, 22/V 1962 (1958).

7. Everhart E., Lorrain P., The Cockcroft-Walton

Voltage Multiplying Circuit, Rev. Sci. Instrum., v. 24 (1953), № 3, 22.

8. Everhart E. and al., Voltage Multiplier, Патент США № 2888629, 26/V 1959 (1954).

9. Бабат Г. И., Устройство для получения постоянного тока высокого напряжения, Авторское свидетельство № 99818 от 8 октября 1953.

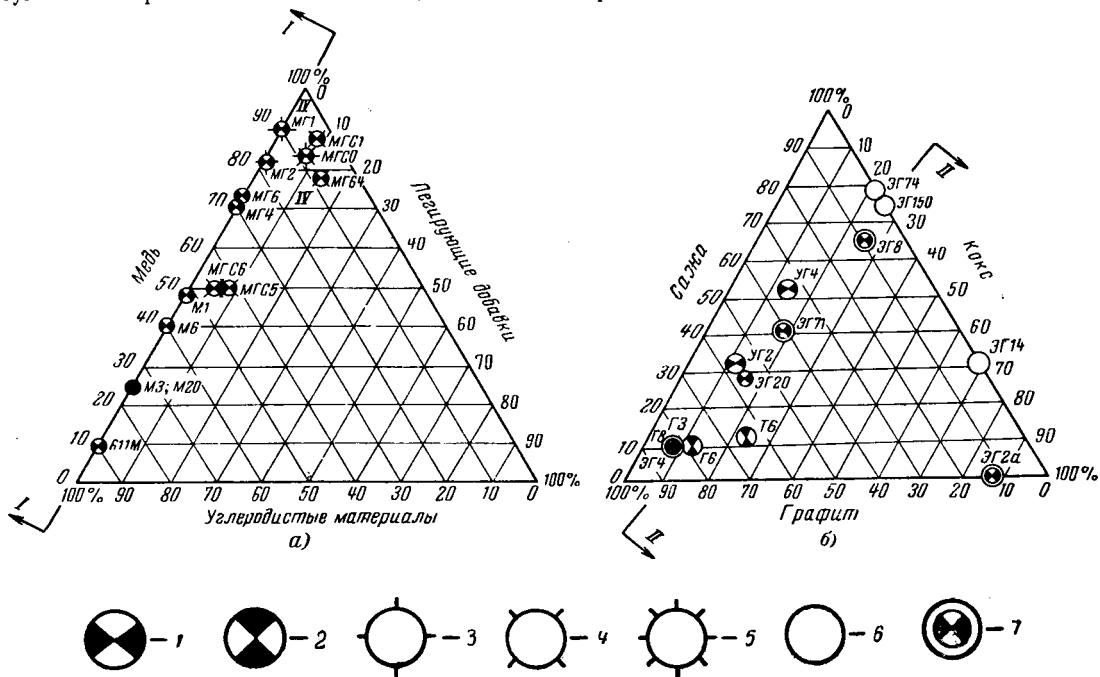
10. Baldinger E., Zum Berechnung des Spannungsabfallen von Kaskadengeneratoren, Helv. phys. acta, 29 (1956), 452—455.

11. Сербиков А. Н., Якушев В. П., Резных К. А., Марин Н. И., Повстень В. А., Лутиков В. К., Докторова Т. В., Импульсный генератор, «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 6.

[22.2.1966]

Рис. 1. Композиционные треугольники трехкомпонентных систем, членами которых являются электрощеточные материалы.

а — система «медь — углеродистые материалы — легирующие добавки». Принятые обозначения марок электрощеточных материалов: 1 — марки, в составе которых содержится необогащенный графит (МГ64, МГСО, 611М, МГ1, МГ2, МГС1, МГ4, МГ6, М1, М3); 2 — марки, в составе которых содержится обогащенный графит (МГС5, МГС6, М6, М20); 3 — марки, содержащие в качестве легирующей добавки олово (МГ1, МГ2); 4 — марки, содержащие в качестве легирующей добавки свинец (МГС5, МГС6, МГС1, МГ64); 5 — марки, содержащие в качестве легирующих добавок олово и свинец (МГСО). б — система «графит-кокс-сажа». Принятые обозначения марок электрощеточных материалов: 6 — электрографитированные марки на сажевой (ЭГ74, ЭГ15а) и коксовой (ЭГ4) основе; 7 — марки, в составе которых содержится необогащенный графит (УГ2, УГ4, Г3); 2 — марки, в составе которых содержится обогащенный графит (Т6, Г6, Г8); 7 — электрографитированные марки, в составе которых содержится необогащенный графит (ЭГ2а, ЭГ4, ЭГ8, ЭГ20, ЭГ71).



I—I и II—II на рис. 1**. Совместив далее образовавшиеся описанным образом сечения на оси абсцисс, отложим на оси ординат значения приведенных ранее величин индекса коммутации и рассчитанные в [Л. 2] статистическими методами значения характеристики переходного падения напряжения на пару электрощеток различной полярности $2\Delta U$ и удельного электросопротивления ρ .

Полученные указанным способом графики изменения рассматриваемых характеристик электрощеточных материалов в зависимости от их состава (рис. 2) позволяют сделать определенные выводы о существующих связях между этими характеристиками. Так, особенности взаимного расположения линий ρ и $2\Delta U$ позволяют заключить, что изменение такой важной контактной характеристики, как переходное падение напряжения, не всегда обусловлено показателем удельного электросопротивления. О существовании связи между этими характеристиками можно говорить только для композиций из меди и графита. Для композиций, содержащих в своем составе значительное количество сажи, подобная связь места не имеет.

Интересно сопоставление линий $2\Delta U$ и N . Правому, почти горизонтальному участку первой соответствует крутой подъем того же участка второй. Следовательно, коммутирующая способность контактных материалов, содержащих значительное количество сажи, с величиной $2\Delta U$ не связана. Факторы, влияющие на величину N , можно выявить путем сравнения линий N и ρ . Наблюдаемое во всем интервале изменения состава композиций полное совпадение этих линий свидетельствует о глубокой физической связи между характеристиками, которые ими описываются. Очевидно, что обе эти

характеристики обусловлены действием одних и тех же причин. Установление этого факта имеет далеко идущие последствия, так как позволяет вскрыть физическую природу явлений, обуславливающих коммутирующую способность электрощеточных материалов. В самом деле, современные представления о физических свойствах твердых проводников приводят к следующей формуле для определения удельного электрического сопротивления:

$$\rho = \frac{1}{n\mu} = \frac{E}{e} \frac{1}{\nu} \text{ (ом} \cdot \text{м}), \quad (1)$$

где n — число свободных электронов в единице объема материала;

e — заряд электрона, $к$;

μ — подвижность электронов, $м/сек \cdot м/в$;

E — напряженность электрического поля, $в/м$;

ν — скорость дрейфа электрона, $м/сек$.

Очевидно, что возрастание ρ , а вместе с ним и N при постоянном E (т. е. на данной машине) связано с уменьшением в единице объема материала числа свободных носителей тока n . Последнее зависит от строения вещества, слагающего этот материал.

На рис. 3 показаны кристаллические решетки и структурные схемы веществ, используемых при изготовлении электрощеточных материалов. Медь кристаллизуется в решетку гранецентрированной кубической системы. В узлах этой решетки расположены атомы, электронные оболочки которых содержат по 29 электронов. 28 из них находятся на трех внутренних орбитах K , L и M . На четвертой орбите N находится один внешний электрон. Расположение атомов в кристалле таково, что орбиты внешних электронов перекрываются. Это позволяет электронам свободно перемещаться по кристаллической решетке меди. Происходит обобществление

** Методы построения композиционных треугольников для продукции электрощеточного производства подробно описаны в [Л. 2].

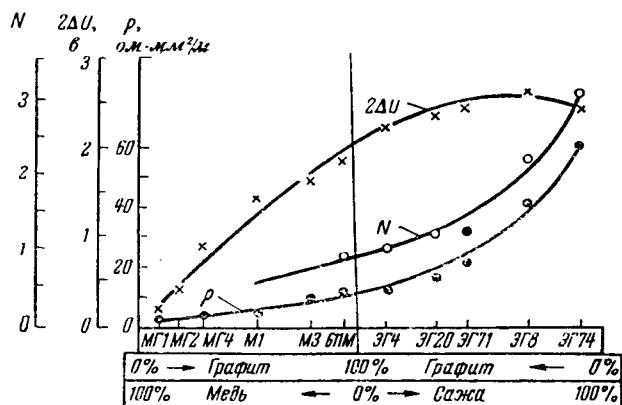


Рис. 2. График изменения удельного электросопротивления ρ , переходного падения напряжения $2\Delta U$ и индекса коммутации N электрощеточных материалов в зависимости от соотношения входящих в них компонентов.

внешних свободных электронов и их направленное движение создает электрической ток.

По иному образован кристалл графита. Представляя собой особую аллотропную форму углерода, графит кристаллизуется в решетку гексагональной системы таким образом, что образующие ее атомы размещаются в углах правильных шестиугольников, которые располагаются в одной плоскости, образуя характерную сетку-слой. Параллельно одной такой сетке на расстоянии 3,3453 Å располагается другая, несколько сдвинутая по отношению к первой сетке, и т. д. Таким образом, шестичленные образования атомов углерода, слагающих вещество графита, упорядочены во всех трех измерениях и это является характерной особенностью графитового вещества. Атом углерода содержит шесть электронов, два из которых обращаются на орбите K , а четыре — на орбите L . При указанных на рис. 3, б расстояниях между атомами в слое и между слоями в кристалле характер связей между различными атомами оказывается различным. В пределах плоской сетки каждый из атомов имеет трех ближайших соседей. Расстояние между ними таково, что орбиты их внешних электронов соприкасаются, а находящиеся на них электроны объединяются.

Образовавшиеся описанным образом ковалентные связи между атомами имеют энергию 3,5 эв для пары атомов, что для трех пар составляет 10,5 эв. Увеличение расстояния между атомами различных плоскостей изменяет природу сил взаимодействия между ними. В этом случае между атомами устанавливаются металлические связи, энергия которых составляет всего 0,19 эв на один атом. В плоскости слоя, там, где действуют ковалентные связи, электроны прочно закреплены за теми атомами, связь между которыми они осуществляют. Свободных электронов при этом не образуется и весь механизм электропроводности графита принципиально отличается от того, который был изложен выше при описании меди.

Существующие в настоящее время представления о физической природе графита характеризуют его как примесный полупроводник. Электрические

свойства полупроводников определяются концентрацией и подвижностью носителей тока — электронов и дырок. В зависимости от температуры термической обработки характер электропроводности графита существенно изменяется. Об этом свидетельствует факт изменения знаков температурного коэффициента удельного электрического сопротивления и постоянной Холла.

Строение углеродистого вещества, слагающего другие из числа применяемых при изготовлении электрощеток материалы, уже не является кристаллическим. Для структуры коксов и сажи характерно не объемное (как это имело место в кристалле графита), а только плоское упорядочение гексагональных образований атомов углерода [Л. 6—7], причем расположение этих образований у сажи еще менее упорядочено, чем у кокса (рис. 3, в и г). В менее упорядоченных структурах движению носителей тока препятствуют потенциальные барьеры на границах образований. Число таких барьеров растет по мере уменьшения размеров частиц, слагающих материал. Таким образом, оказывается, что удельное электрическое сопротивление контактных материалов и коммутирующие способности изготовленных из них электрощеток неизменно повышаются по мере того, как все менее упорядоченной становится структура веществ, из которых эти материалы слагаются.

Следует отметить, что структура веществ оказывает влияние на удельное сопротивление и коммутирующую способность не сама по себе. Поскольку

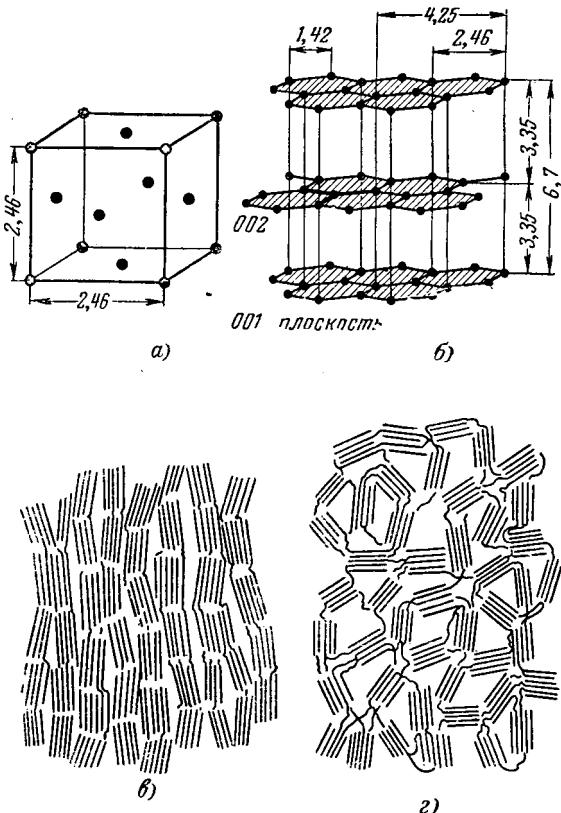


Рис. 3. Структура веществ, используемых при изготовлении электрощеточных материалов.
а — строение кристалла меди; б — строение кристалла графита; в — схема структуры нефтяного кокса; г — схема структуры сажи и древесного угля.

со структурой связан ряд других характеристик вещества, то естественно предположить, что и они должны быть тем или иным образом связаны с величинами ρ и N . Одной из таких характеристик является уровень Ферми W . Поскольку последний для принятых при рассмотрении формулы (1) обозначений может быть вычислен из выражения

$$W = 3,64n^{2/3} \cdot 10^{-19} = 3,64 \left(\frac{E}{e} \frac{1}{\rho v} \right)^{2/3} 10^{-14} [\text{эв}], \quad (2)$$

то естественно, что и W будет уменьшаться по мере увеличения ρ и N .

У углеродистых материалов существенное влияние на коммутирующие свойства оказывает их способность к графитации. Графитация этих материалов представляет собой процесс образования кристаллического углерода в форме графита. Физически названный процесс обусловлен переходом двухмерных шестичленных образований к трехмерным, кристаллическим. Возможность перехода определяется схемой структуры материала. Материалы, кристаллы которых ориентированы более или менее параллельно и не имеют развитых перекрестных связей, как, например, у кокса (рис. 3,в), графитируются достаточно хорошо. Углеродистые материалы, подобные саже и древесному углю, кристаллы которых не имеют предпочтительной ориентировки и перекрестные связи между которыми развиты весьма значительно (рис. 3,г), графитиру-

ются очень плохо. Таким образом, еще раз доказывается, что коммутирующие свойства электрощеточных материалов находятся в обратной зависимости от способности к графитации слагающих их веществ. Именно этим и объясняется тот факт, что выпускаемые всеми отечественными и зарубежными предприятиями щетки, предназначенные для электрических машин с наиболее тяжелыми условиями коммутации, имеют в своем составе в качестве основного компонента не графит, а сажу.

Л и т е р а т у р а

1. Гусев С. А., Очерки по истории развития электрических машин, Госэнергоиздат, 1955.
2. Лившиц П. С., Щетки для электрических машин, Госэнергоиздат, 1961.
3. Вегнер О. Г., Вопросы современной теории коммутации тока в коллекторных машинах, «Электричество», 1958, № 9.
4. Карасев М. Ф. и Козлов В. Н., Методы определения коммутирующей способности щеток, Статья в сб. «Вопросы коммутации коллекторных машин», Научные труды Омского института инженеров железнодорожного транспорта, т. XLIV, Западно-сибирское книжное изд-во, 1964.
5. Лившиц П. С., Об оценке коммутирующих свойств электрощеточных материалов, «Электричество», 1958, № 1.
6. Касаточкин В. И. и Разумова Л. Л., О структурных превращениях каменных углей при термической обработке. Доклады АН СССР, 1953, т. 88, № 1.
7. Фиалков А. С., Формирование структуры и свойств углеррафитовых материалов, изд-во «Металлургия», 1965.

[8.1.1966]



УДК 621.317.318

Электризация горючих диэлектрических жидкостей в производственных процессах

Канд. техн. наук В. Н. ЕГОРОВ

Московский институт нефтехимической и газовой промышленности им. И. М. Губкина

При перемещении таких жидкостей диэлектриков, как авиационные и автомобильные бензины, реактивные топлива, тракторные лигроины и керосины, осветительные керосины, органические растворители, бензин, толуол и др. относительно твердых тел, жидкостей или газообразных веществ и наоборот образуются заряды статического электричества. Последние ограничивают скорости производственных процессов, так как их разряды могут являться причиной взрывов и пожаров, приводящих к возникновению аварий и несчастных случаев [Л. 1].

В статье рассматривается процесс электризации горючих диэлектрических жидкостей и даются некоторые экспериментальные данные электризации жидких углеводородов.

Электризация горючих диэлектрических жидкостей наблюдается в производственных процессах при перекачке их по трубопроводам и резиновым шлангам, фильтрации через пористые материалы и перемешивании при помощи мешалок или других

так, например при очистке загрязненных предметов. В указанных случаях степень электризации при прочих равных условиях зависит от скорости движения жидкости относительно твердого тела или наоборот — твердого тела через жидкость. Электризация также встречается в процессах осаждения в углеводородах капелек воды или какой-нибудь другой нерастворимой в них жидкости, а также мелких твердых частиц, например после операций закачки нефтепродуктов в емкости или перемешивания в них продуктов. В этом случае потенциал жидких углеводородов повышается пропорционально количеству первоначально взвешенной в них воды или твердых частиц.

Электризация диэлектрических жидкостей происходит вследствие адсорбции присутствующих в них ионов преимущественно одного знака на поверхности веществ, с которыми они приходят в соприкосновение, в то время как ионы другого знака остаются в жидкости. Ионы в жидких диэлектри-

ках могут образовываться вследствие присутствия в них примесей, молекулы которых способны диссоциировать на ионы, или вследствие частичной диссоциации молекул самих диэлектриков. Электризация жидких углеводородов, молекулы которых не диссоциируют на ионы, зависит от наличия в них диссоциированных примесей — гетероорганических соединений с высокой полярностью, твердых частиц. Ток в жидкостях углеводородах может быть обусловлен как передвижением ионов, так и перемещением относительно крупных заряженных коллоидных частиц. Последнее наблюдается особенно в металлической аппаратуре и трубопроводах, внутренние стены которых имеют коррозию или смолистые отложения. В светлых нефтепродуктах, например реактивных топливах, в условиях длительного хранения и перекачек могут накапливаться так называемые микрозагрязнения как за счет внешних загрязнений продуктами коррозии металлов и окружающей пылью, так и за счет процессов окисления нестабильных компонентов нефтепродуктов, например ароматических углеводородов с ненасыщенными связями в боковых цепях, присутствующих в весьма малом количестве в светлых нефтепродуктах. Определено, что наличие в нефтепродуктах небольшого количества битума, порядка 0,003%, усиливает их электризацию в десятки раз.

Лабораторные эксперименты показывают, что по мере удаления из нефтепродуктов примесей электризация их уменьшается. Так, при повторной фильтрации реактивных топлив через фильтр с отверстиями 0,5 мк происходит снижение их электризации на 30—60%. При более тонкой очистке этих топлив (обработкой силикагелем или отбеливающей глиной) электризация уменьшается в десятки раз. Чистые углеводороды практически не электризуются. Однако чрезвычайно малое содержание примесей, порядка 10⁻⁷%, уже достаточно для электризации жидких углеводородов.

Процесс электризации диэлектрических жидкостей при движении относительно твердого тела или наоборот происходит следующим образом. Когда жидкие углеводороды, содержащие упомянутые диссоциированные примеси, приходят в соприкосновение с твердым телом, ионы одного знака адсорбируются на поверхности тела. Присутствующие в жидкости ионы противоположного знака, стремясь нейтрализовать образовавшиеся на теле заряды, притягиваются к поверхности тела и размещаются вблизи него. В результате на границе соприкосновения двух фаз, твердого тела и жидкости, образуются два слоя зарядов: неподвижный слой одной полярности на поверхности тела, напри-

мер на внутренней стенке трубы, и подвижный слой противоположной полярности в жидкости, близкий к первому (рис. 1, а).

Этот двойной электрический слой представляет собой как бы заряды двух противоположных пластин конденсатора. Количество зарядов, приходящихся на единицу поверхности σ в адсорбированном и подвижном слоях, пропорционально разности потенциалов U_δ (б) в двойном слое:

$$\sigma = \frac{\epsilon \epsilon_0 U_\delta}{\delta}, \quad (1)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость жидкости;

ϵ_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума;

δ — толщина двойного электрического слоя, м.

Толщина двойного слоя находится из выражения [Л. 2]:

$$\delta = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0 D_m}{\gamma}} = \sqrt{\tau D_m}, \quad (2)$$

где D_m — коэффициент молекулярной диффузии, $\text{м}^2/\text{сек}$;

γ — удельная проводимость жидкости, $\text{ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$;

τ — время релаксации жидкости, равное $\frac{\epsilon \epsilon_0}{\gamma}$, сек.

Когда жидкость начинает двигаться относительно поверхности тела, то находящийся в ней слой зарядов уносится ее потоком. Заряды противоположного знака остаются на теле, например на стенке трубы и, если она металлическая и заземлена, утекают в землю. Таким образом, углеводороды приобретают свободный заряд определенного знака (рис. 1, б).

Поток жидкости, несущий заряды, можно рассматривать как электрический ток. В случае прямых цилиндрических труб большой длины сравнительно с их диаметром возможно получить выражение зависимости тока от скорости движения жидкости, диаметра трубы, свойств жидкости и характера поверхности раздела двух фаз.

В 1953 г. В. Куппер [Л. 3], а затем А. Клинкенберг и И. Минне [Л. 2], предполагая, что электрический двойной слой имеет толщину, очень малую в сравнении с диаметром трубы (кривизна стенок в расчет не принимается), и при турбулентном потоке жидкости он лежит в области ламинарного подслоя, в своих работах пришли к следующему выражению зависимости величины тока при движении жидкости в гладких цилиндрических трубах:

$$i = -\frac{\pi d \epsilon \epsilon_0 \zeta \tau_c}{\eta}, \quad (3)$$

где d — внутренний диаметр трубы, м;

ζ — электрокинетический потенциал, в;

τ_c — напряжение трения на стенке трубы, н/м²;

η — динамическая вязкость жидкости, н·сек/м².

Это уравнение справедливо при ламинарном режиме и для ряда жидкостей при турбулентном режиме. Однако у жидких углеводородов при турбулентном их потоке ламинарный подслой может быть тоньше, чем электрический двойной слой, и

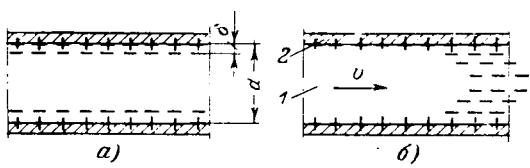


Рис. 1. Схема электризации диэлектрических жидкостей в трубопроводах.

а — жидкость находится в трубопроводе в покое; б — жидкость движется в трубопроводе; 1 — жидкость; 2 — трубопровод.

линейный профиль распределения в нем скоростей, принятый при выводе уравнения, не будет выполняться.

Знак минус в уравнении (3) указывает на то, что если стенка трубы приобретает положительный заряд, ток потока жидкости отрицательный.

При равномерном движении жидкости в цилиндрической трубе движущий перепад давлений уравновешивается силами сопротивления трения жидкости о поверхность трубы и напряжение трения на стенке

$$\tau_c = \lambda \frac{\rho v^2}{8}, \quad (4)$$

где λ — коэффициент гидравлического сопротивления трубы, безразмерный, зависящий от режима движения жидкости;

ρ — плотность жидкости, $\text{кг}/\text{м}^3$;

v — средняя скорость движения жидкости, $\text{м}/\text{сек}$.

Подставляя выражение (4) в уравнение (3), получаем:

$$i = -\frac{1}{8} \pi \epsilon \epsilon_0 \lambda \text{Re} v \zeta, \quad (5)$$

где $\text{Re} = \frac{\rho v d}{\eta}$ — число Рейнольдса, безразмерное.

Уравнение (5) соответствует взаимоотношению величины тока от диаметра трубы и скорости движения жидкости. Коэффициент сопротивления λ находится в функциональной зависимости от Re , причем при ламинарном и турбулентном потоках эта зависимость различна.

При ламинарном потоке ($\text{Re} < 2320$) и $\lambda = \frac{64}{\text{Re}}$ и

$$i_l = -8\pi \epsilon \epsilon_0 v \zeta, \quad (5a)$$

т. е. электрический ток пропорционален скорости движения жидкости и не зависит от диаметра трубы.

При турбулентном потоке λ определяется по формуле Блазиуса $\lambda = 0,3164 \text{Re}^{-0.25}$, которая применима при $\text{Re} < 10^5$, и

$$i_t = -0,03955 \pi \epsilon \epsilon_0 \text{Re}^{0.75} v \zeta \approx -0,04 \pi \epsilon \epsilon_0 \left(\frac{\rho d}{\eta} \right)^{0.75} v^{1.75} \zeta, \quad (5b)$$

т. е. ток пропорционален диаметру трубы $d^{0.75}$ и скорости потока жидкости $v^{1.75}$.

В производственных условиях при значениях $\text{Re} < 2000$ всегда имеет место ламинарный режим, а при $\text{Re} > 3000$ — турбулентный. При промежуточных значениях Ne могут наблюдаться оба режима.

В табл. 1 приведены значения плотности, динамической вязкости и диэлектрической проницаемости некоторых жидких углеводородов при температуре 20°C . Для сравнения приведены данные для дистиллированной воды.

Электрокинетический потенциал в углеводородах составляет величину порядка $0,1 \text{ в}$ и не превышает $0,2 \text{ в}$.

Обычно электрические токи, возникающие вследствие движения жидких углеводородов по трубопроводам, имеют малую величину порядка

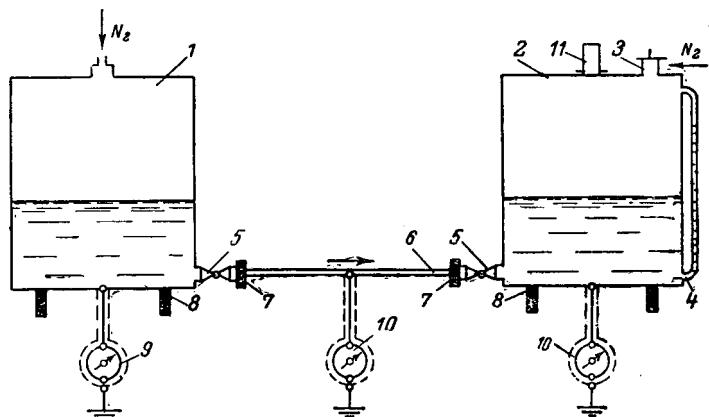


Рис. 2. Схема установки для исследования электризации жидких углеводородов.

1 и 2 — расходная и приемная емкости; 3 — клапан давления; 4 — мерное стекло; 5 — пробко-сальниковые краны; 6 — испытуемый трубопровод; 7 и 8 — изолирующие фланцы и подставки из фторопластика; 9 — электрометрический усилитель; 10 — гальванометры; 11 — измеритель напряженности электрического поля.

10^{-6} а. В случае присутствия в углеводородах небольшого количества воды или другой нерастворимой жидкости, особенно в мелкодисперсном состоянии, воздуха или других газов, а также твердых коллоидных частиц, электризация их значительно усиливается.

Экспериментальные исследования электризации жидких углеводородов производились на лабораторной установке (рис. 2), в которой нефтепродукт перекачивался под давлением газа из расходной емкости в приемную по трубопроводам из нержавеющей стали марки 1Х18Н1СТ. Трубопроводы применялись различных диаметров и разной длины. Установка была изолирована от земли цилиндрическими изоляторами из фторопластика-4, а трубопровод от емкости — посредством изолационных фланцев, выполненных из того же материала. Сопротивление изоляции превышало 10^{13} ом . Скорость перекачки могла изменяться в широких пределах от 0,1 до $7 \text{ м}^3/\text{ч}$ и более. Для возможности достижения стационарного состояния электризации при принятых в экспериментах максимальных скоростях перекачки размеры вертикальных цилиндрических емкостей установки, выполненных также из нержавеющей стали, составляли 200 л.

Таблица 1

Углеводород	Плотность ρ , $\text{кг}/\text{м}^3$	Динамическая вязкость τ , $\text{н}\cdot\text{сек}/\text{м}^2 \cdot 10^6$	Диэлектрическая проницаемость ϵ
н-Пентан	626,2	240	1,85
н-Гексан	659,4	307	1,89
Бензол	879,0	649	2,28
н-Гептан	683,8	417	1,93
Толуол (метилбензол)	866,9	584	2,36*
o-Ксиол (1, 2-диметилбензол)	880,2	804	2,59
н-Нонан	717,6	714	1,97
н-Декан	730,0	853*	1,99
Дистиллированная вода	998,0	1 006	80,10

* При температуре 25°C .

Особое внимание обращалось на подготовку установки к экспериментам. Емкости, трубопроводы и другие части установки, с которыми мог со-прикасаться нефтепродукт, тщательно очищались. Очистка производилась следующим образом. Сначала проводилась механическая очистка, потом обработка смесью соляной и азотной кислот, после чего промывка холодной и горячей водой. Затем проводилась обработка раствором кальцинированной соды для нейтрализации возможных остатков кислот и в течение длительного периода времени промывка горячей водой и просушка путем обогрева внешних поверхностей. Далее производилась тщательная промывка не менее 5 раз бензином-растворителем «Калоша», один раз очищенным ацетоном, несколько раз петролейным эфиром и, наконец, 3 раза исследуемым нефтепродуктом.

В качестве исследуемого нефтепродукта применялось реактивное топливо Т-1 прямой перегонки (ГОСТ 10227-62), используемое для авиационных реактивных двигателей. Лабораторный анализ качества и диэлектрических свойств топлива Т-1 показал следующее:

Плотность при $T = +20^\circ\text{C}$ $\rho_4^{20} = 807 \text{ кг/м}^3$.

Вязкость кинематическая при $T = +20^\circ\text{C}$ 1,64 сст.

Температура начала кипения 140°C .

Температура вспышки в закрытом тигле $+34^\circ\text{C}$.

Удельное объемное электрическое сопротивление $\rho_v = 1,67 \times 10^{10} \text{ ом}\cdot\text{м}$.

Диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 2,11$.

Электризация нефтепродукта при операциях слива, налива и перекачки по трубопроводам определялась по величинам и направлениям токов, протекающих между расходной емкостью, приемной емкостью, испытуемым трубопроводом и землей. Измерение их производилось магнитоэлектрическими гальванометрами со световым указателем типа М 195/3 с ценой деления шкалы по току $1,5 \cdot 10^{-9} \text{ а/дел}$ и электрометрического усилителя постоянного тока типа У1-2 с диапазоном измерения от $1 \cdot 10^{-13}$ до $0,5 \cdot 10^{-6} \text{ а}$. Приведенная погрешность измерения токов последнего составляла не более $+5\%$. Измерительные приборы включались к источникам тока при помощи экранированного провода. Для обеспечения лучшего экранирования от токов утечки к зажиму приборов «земля» был подключен как экран провода, так и специальный экран самого прибора.

Эксперименты производились следующим образом. Подготовленная и испытывавшая установка была заполнена исследуемым нефтепродуктом — реактивным топливом Т-1 в количестве 200 л так, что 180 л содержалось в расходной емкости и 20 л в приемной. Сливной патрубок расходной емкости был перекрыт, а наливной емкости — открыт. Для безопасности экспериментов в паровое пространство приемной емкости вводился азот. Затем в расходной емкости создавалось необходимое давление газа, открывался сливной патрубок и топливо под давлением газа перекачивалось по испытуемому трубопроводу в приемную емкость. Через каждые 10 сек, а вначале через 2—5 сек (в зависимости от скорости перекачки) измерялись величины и направления токов и средняя скорость перекачки. Пе-

рекачка прекращалась после того, как ток электризации оставался постоянным или мало изменялся, т. е. наступал стационарный режим электризации топлива при данной скорости перекачки.

За один эксперимент возможна была перекачка до 160 л топлива, после чего это же количество топлива возвращалось по трубопроводу обратно в расходную емкость путем создания избыточного давления в приемной емкости. Последующие эксперименты с этим топливом проводились по прошествии некоторого времени, необходимого для утечки образовавшихся в нем зарядов.

В экспериментах были испытаны трубы размером 6×1 ; 8×1 ; 10×1 ; 12×1 ; 16×1 и $20 \times 2 \text{ мм}$, длиной от 1 до 8 м. С каждой трубой производилось несколько опытов при различных скоростях перекачки топлива. Всего было проведено около 150 экспериментов.

Опыты показали: где, в каком количестве и какой полярности образуются электростатические заряды при сливе, наливе и перекачке реактивного топлива, а также зависимость их количества от скорости проведения операций.

В табл. 2 и 3 представлены зависимости тока электризации расходной, приемной емкостей и тру-

Таблица 2

Время перекачки, сек	Скорость		Ток электризации, $\text{а} \cdot 10^{-9}$		
	перекачки, $\text{см}^3/\text{сек}$	потока в трубопроводе, м/сек	расходной емкости, отрицательный	трубопровода, отрицательный	приемной емкости, положительный
5	64,0	5,1	1,0	32,0	33,0
10	64,0	5,1	0,5	25,0	25,5
20	64,0	5,1	0,3	22,0	22,3
30	64,0	5,1	0,3	21,2	21,5
40	64,0	5,1	0,3	21,0	21,3
50	64,0	5,1	0,3	20,7	21,0
60	64,0	5,1	0,3	20,7	21,0
70	64,0	5,1	0,3	20,7	21,0
80	64,0	5,1	0,3	20,7	21,0

бопровода от времени перекачки реактивного топлива Т-1 по трубопроводу размером $6 \times 1 \text{ мм}$ длиной 1 м для двух различных скоростей перекачки. Данные получены при температуре воздуха $19,5^\circ\text{C}$ и относительной влажности 86 %.

Таблица 3

Время перекачки, сек	Скорость		Ток электризации, $\text{а} \cdot 10^{-9}$		
	перекачки, $\text{см}^3/\text{сек}$	потока в трубопроводе, м/сек	расходной емкости, отрицательный	трубопровода, отрицательный	приемной емкости, положительный
5	139,4	11,1	2,5	70,0	72,5
10	139,4	11,1	1,5	60,0	61,5
20	139,4	11,1	1,0	53,5	54,5
30	139,4	11,1	1,0	50,4	51,4
40	139,4	11,1	1,0	48,6	49,6
50	139,4	11,1	1,0	47,5	48,5
60	139,4	11,1	1,0	46,5	47,5
70	139,4	11,1	1,0	46,0	47,0
80	139,4	11,1	1,0	45,5	46,5
90	139,4	11,1	1,0	45,0	46,0
100	139,4	11,1	1,0	44,5	45,5

Таблицы 2 и 3 показывают, что нефтепродукт при сливе из расходной емкости приобретает небольшой положительный заряд, величина которого зависит от скорости слива. Одновременно емкость и сливно-раздаточное устройство приобретают такой же по величине, но обратный по знаку отрицательный заряд. Скорость образования этого заряда характеризуется током, величину которого показывает электрометрический усилитель, включенный между емкостью и землей. Положительно заряженный нефтепродукт поступает в раздаточный трубопровод.

При перекачке по стальному трубопроводу поток реактивного топлива, несущий уже заряды, продолжает приобретать основную массу положительных зарядов, количество которых зависит от скорости перекачки. Одновременно на поверхности трубопровода появляются свободные отрицательные заряды в количестве, равном количеству унесенных потоком топлива положительных зарядов. Количество образующихся зарядов в единицу времени на трубопроводе определяется током, величину которого показывает гальванометр, включенный между поверхностью трубопровода и землей. Положительно заряженный поток нефтепродукта поступает в приемную емкость.

При наливе реактивного топлива в приемную емкость приобретенные им при сливе и перекачке по трубопроводу заряды поступают с потоком топлива. Топливо в емкости накапливает положительные заряды, количество которых зависит от скорости налива. Вследствие небольшой объемной проводимости топлива, а также конвекции и диффузии ионов, заряды в массе топлива утекают к стенкам приемной емкости. Скорость их утечки характеризуется током, величину которого показывает гальванометр, включенный между емкостью и землей.

Во всех экспериментах алгебраическая сумма величин токов, измеренных между расходной емкостью, испытуемым трубопроводом, приемной емкостью и землей, в пределах ошибок измерений равнялась нулю. Это означает, что количество положительных зарядов, образующихся в единицу времени в реактивном топливе при сливе из емкости и в потоке при перекачке по трубопроводу, равно количеству положительных зарядов, поступающих в единицу времени с топливом при наливе в емкость.

При наливе резервуаров заряды образуются также вследствие перемещения нефтепродуктов в наливных устройствах (приемно-раздаточные патрубки, хлопушки или подъемные трубы) и в заполняемом резервуаре. Поэтому в заполняемую емкость поступает с потоком нефтепродуктов количество зарядов больше, чем их образовалось при сливе и перекачке по приемному трубопроводу. В наших экспериментах заряды, образующиеся в приемном патрубке наливной емкости, отдельно не измерялись. Однако при идентичности приемно-раздаточных устройств, принятых для расходной и приемной емкостей, их количество возможно определить по величинам токов, измеряемых между расходной емкостью и землей.

В опытах выявилось, что в начальный период операций слива, налива и перекачки образуется

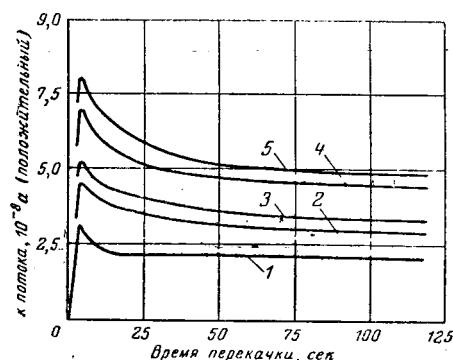


Рис. 3. Зависимость тока электризации от времени перекачки для различных скоростей потока реактивного топлива Т-1 по трубопроводу размером 6×1 мм длиной 1 м.

1, 2, 3, 4 и 5 — средняя скорость потока реактивного топлива соответственно 5,1; 7,15; 8,2; 11,1 и 12,9 м/сек.

большее количество зарядов в единицу времени, чем в последующем при установленном режиме. Зависимость тока электризации потока от времени перекачки для различных скоростей потока (рис. 3) показывает, что для данных условий перекачки время установления стационарного состояния составляет от 20 сек до 1 мин в зависимости от скорости перекачки. Чем больше скорость, тем больше время установления стационарного режима электризации. Полученные в экспериментах величины токов электризации потока в начале перекачки более чем на 50% превышают средние токи установленного в дальнейшем стационарного состояния электризации.

Эксперименты показывают, что количество зарядов, образующихся в единицу времени, существенно зависит от скорости перекачки. В табл. 4 представлена зависимость токов электризации и плотностей зарядов потока от средней скорости перекачки реактивного топлива Т-1 по трубопроводу размером 6×1 мм длиной 1 м. В таблицу включены также расчетные величины токов электризации для трубопровода бесконечной длины i_∞ , вычисленные по формуле

$$i_\infty = \frac{i}{1 - e^{-\frac{L}{v\tau}}},$$

где i — средние величины токов электризации потока, полученные в экспериментах для трубы данной длины;

L — длина трубы, принятой в экспериментах;

τ — время релаксации нефтепродукта;

v — средняя скорость потока нефтепродукта в трубе.

Таблица 4 показывает, что ток электризации потока как в начале перекачки, так и в установленном стационарном режиме возрастает с увеличением скорости перекачки нефтепродукта. Объемная плотность зарядов потока в обоих случаях остается почти постоянной при изменении скорости перекачки. Последнее обстоятельство указывает на то, что при данных условиях опытов на единице поверхности раздела двух фаз — внутренней поверхности

Таблица 4.

Средняя скорость перекачки, см ³ /сек	Число Рейнольдса Re	Ток электризации потока, а·10 ⁻⁶ , положительный			Плотность зарядов потока, мкк/м ³ , положительных		
		в начале перекачки i_0	средний стационарный i	расчетный для труб бесконечной длины i_{∞}	в начале перекачки ρ_0	средний стационарного состояния ρ	
64,0	5,10	12 400	32,0	20,7	44,5	500	324
89,6	7,15	17 390	45,0	29,6	82,1	502	330
103,0	8,20	20 000	53,0	33,0	103,0	510*	320
139,4	11,10	27 070	70,0	44,5	178,0	502	319
162,0	12,90	31 410	81,0	50,0	229,5	500	309

* При начальной скорости 106 см³/сек плотность зарядов 500 мкк/м³

трубы и нефтепродукта — образуется одно и то же количество зарядов, возрастание тока потока с повышением скорости перекачки объясняется увеличением скорости уноса этих зарядов потоком нефтепродукта.

Расчеты показывают, что соотношения средних величин токов и скоростей потока нефтепродукта для трубы длиной 1 м в пределах ошибок измерений соответствуют друг другу. Это также подтверждает то, что величина тока зависит от скорости перемещения потоком зарядов, количество которых в единице нефтепродукта одинаково. Соотношения токов, рассчитанных для трубы бесконечной длины, оказались соответствующими соотношениями скоростей потока в степени 1,75. Все эксперименты проводились в условиях турбулентного потока нефтепродуктов.

Зависимости тока электризации потока от средней скорости потока, представленные на рис. 4 в логарифмическом масштабе, показывают, что логарифм величины тока электризации находится приблизительно в линейной зависимости от логарифма средней скорости потока топлива. Тангенс угла наклона кривых в случае трубопровода длиной 1 м

равен единице, а в случае трубопровода бесконечной длины — 1,75. Следовательно, величина тока электризации потока для трубопровода длиной 1 м как в начале перекачки, так и в установившемся стационарном режиме приблизительно пропорциональна скорости потока топлива в первой степени. Расчетная величина тока для трубопровода бесконечной длины примерно пропорциональна скорости потока в степени 1,75.

Опыты перекачки реактивного топлива Т-1 по трубопроводам из нержавеющей стали других размеров и длин показали зависимости тока электризации потока от времени перекачки, по характеру схожие с зависимостью, представленной на рис. 3. В экспериментах выявилось, что величина тока электризации потока возрастает с увеличением как диаметра трубопровода, так и его длины (до определенных пределов).

Максимальные величины токов электризации, измеренные в экспериментах для различных размеров и длин стальных трубопроводов, следующие: при сливе топлива из емкости около 0,3 м³, при перекачке топлива по трубопроводу со средней скоростью потока около 14 м/сек — 0,8 мкА, при наливе топлива в емкость более 1 м³.

Таким образом, для принятых в экспериментах скоростей операций слива, налива и перекачки нефтепродуктов по трубопроводам с внутренним диаметром до 16 мм токи электризации могут быть более 1 мкА, т. е. скорость накопления электрических зарядов при перекачке нефтепродуктов в емкость может быть более 10⁻⁶ а/сек.

В нескольких экспериментах в поток нефтепродукта вводилась небольшая струя азота. При этом величина тока потока сразу возрастила. В зависимости от давления газа, т. е. от процентного содержания его в объеме потока нефтепродукта, электризация усиливалась от 1,8 до 2,5 раза.

На одной из нефтебаз проводились измерения величин токов, возникающих при наливе автоцистерны. Последняя находилась на сухом изоляционном дорожном покрытии и не заземлялась. Ток измерялся гальванометром, включенным между корпусом цистерны и землей (рис. 5).

Измерения показали, что при анализе автомобильного бензина через резиновый шланг диаметром 75 мм со скоростью 0,66 м³/мин (средняя скорость потока бензина в шланге около 2,5 м/сек) ток электризации составляет 1 · 10⁻⁶ а. При увеличении скорости налива в 2 раза ток электризации возрастал вдвое.

Выводы. 1. При операциях слива, налива и перекачки наибольшая электризация нефтепродукта наблюдается в начале их проведения. В начале операций электризация может быть на 50% выше, чем в установившемся стационарном режиме.

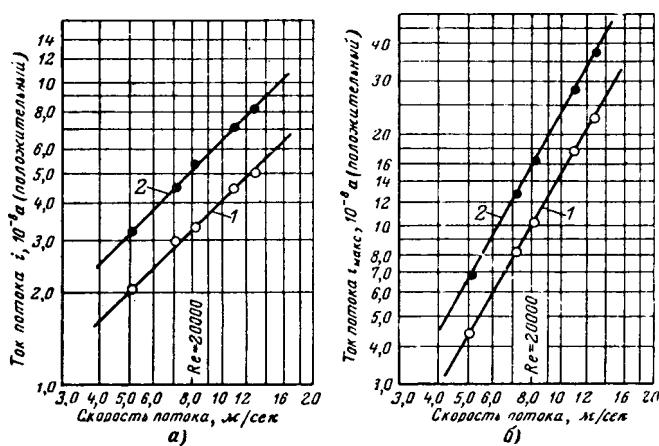
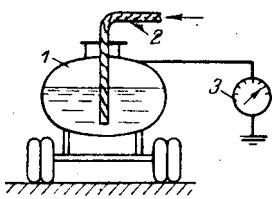


Рис. 4. Зависимость тока электризации от скоростей потока реактивного топлива Т-1 по трубопроводу размером 6 × 1 мм длиной 1 м и бесконечной длины
1 — величины, измеренные в экспериментах при длине трубы 1 м;
2 — величины, рассчитанные для трубы бесконечной длины; 1 — средний установившийся ток электризации потока; 2 — ток электризации потока в начале перекачки.

2. Во всех операциях с одними и теми же нефтепродуктами количество образующихся электрических зарядов в единицу времени при условии одинаковости приемно-раздаточных устройств и трубопроводов значительно зависит от скорости проведения операций. С увеличением скорости количество зарядов возрастает.

3. Опыты перекачки нефтепродуктов по трубке с внутренним диаметром 4 мм, длиной 1 м показывают, что объемная плотность зарядов в потоке не зависит от его скорости, т. е. количество зарядов, образующихся на единице площади раздела двух фаз — внутренней поверхности трубопровода и жидкости — для данных условий остается постоянным. Возрастание же тока с увеличением скорости потока объясняется повышением скорости уноса потоком жидкости образующихся в ней свободных электрических зарядов.

4. При перекачке одних и тех же нефтепродуктов по трубопроводам количество образующихся зарядов в единицу времени зависит от размеров трубопроводов — длины и диаметра. В коротком трубопроводе ток пропорционален скорости потока. В длинных трубопроводах он может быть пропорционален скорости потока в степени 1,75. С увеличением диаметра трубопровода ток потока нефтепродукта возрастает.

5. Присутствие в нефтепродуктах воздуха, азота или других газов может усилить их электризацию от 1,8 до 2,5 раз и более. Это обстоятельство можно объяснить увеличением поверхности раздела, на который могут адсорбироваться ионы (заряды).

6. Наибольшую опасность при операциях с нефтепродуктами представляет налив резервуаров в начальный период закачки, когда наблюдается повышенная электризация. Все свободные заряды, образующиеся в потоке нефтепродукта при сливе и перекачке, доставляются с ним в приемную емкость. Анализ случаев взрывов по причине разрядов статического электричества показывает, что большинство их происходит в начальный период налива нефтепродуктов в резервуары.

Литература

- Дроздов Н. Г., Статическое электричество в промышленности, Госэнергоиздат, 1949.
- Klinkeberg A., J. L. Von der Minne, Electrostatic in the petroleum industry, Amsterdam, London, New York, Princeton, 1958.
- Cooper W. F., The Electrification of Fluids in Motion-in-Static Electrification, British Journal of Applied Physics, 1953, v. 4, № 2.

[10.10.1965]



Работники машиностроения и приборостроения! Оснащайте народное хозяйство новейшими, экономичными и надежными машинами, приборами, средствами механизации и автоматизации!

(Из Призывов ЦК КПСС к 49-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Лакопленочный многослойный конденсатор с однородным диэлектриком из полииамида

Инженеры А. П. РУДАКОВ, М. И. БЕССОНОВ, М. М. КОТОН
и Ф. С. ФЛОРИНСКИЙ

Институт высокомолекулярных соединений АН СССР

Уменьшение удельного объема радиодеталей — одно из условий миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры. Снижение удельного объема пленочных конденсаторов постоянной емкости с органическим диэлектриком может быть достигнуто, главным образом, за счет уменьшения толщины рабочего слоя диэлектрика. Для синтетических органических диэлектриков (полимеров) основным путем уменьшения толщины рабочего слоя является переход от выдавливания и вытягивания пленок к их отливке из раствора (лаковый способ) [Л. 1]. В этом случае толщина слоя лака может быть доведена до нескольких микрон. Особенno перспективны лакопленочные конденсаторы [Л. 1], в которых роль диэлектрика играют тонкие слои полимерного лака, а роль пластин — напыленный на них в вакууме металл.

В настоящее время есть примеры практического осуществления однослойных лакопленочных конденсаторов с диэлектриком из ацетобутирата, полистирола и поликарбоната [Л. 1—3]. Наиболее перспективным было бы создание многослойного лакопленочного конденсатора, что резко увеличило бы активный объем и удельную емкость. Однако до настоящего времени реального способа изготовления такого конденсатора, особенно с одним и тем же полимером во всех слоях, не предложено [Л. 1].

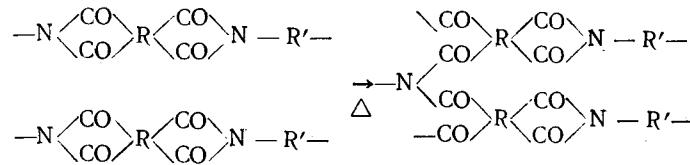
В последние годы были разработаны новые полимерные диэлектрики — полииамиды. Как следует из результатов испытаний [Л. 4—7], полииамиды по своим физико-механическим и электрическим свойствам при высоких температурах далеко превосходят такие известные термостойкие среднечастотные полимерные диэлектрики, как полиэтилентерефталат [Л. 1] и полиарилаты [Л. 8].

В таблице приведены сравнительные данные по некоторым свойствам этих трех типов полимеров.

Необходимо отметить также необычайно высокую радиационную стойкость полииамидов (выдерживают без изменения свойств дозы облучения порядка 10 000 мегарад).

Оказывается, что ряд особенностей полииамидов можно использовать для создания многослойного лакопленочного конденсатора с однородным диэлектриком. Полииамиды получаются в результате комплекса химических реакций [Л. 4, 9 и 10]. Первый этап — получение растворимого форполимера (полиамидокислоты) путем поликонденсации диангидрида тетракарбоновой кислоты и диамина

в растворе. Второй этап — имидизация (дегидроциклизация) высущенной полиамидокислоты путем нагрева. При сильном нагреве происходит частичный распад имидных циклов и образование межмолекулярных связей (сшивание):



В процессе термообработки наблюдается существенное изменение физико-механических свойств полимера [Л. 9]: исчезает растворимость, происхо-

Свойство	Полииамид [Л. 4—7]	ПЭТФ [Л. 1 и 8]	Полиарилаты [Л. 8]
Прочность на разрыв, kg/cm^2 (неориентированная пленка)			
+20° С	1 500	1 600*	1 000
+200° С	700—800	350*	490—500
+300° С	500—600	—	250—300
Удлинение при разрыве, % ₀ (неориентированная пленка)			
+20° С	70—100	100*	25—50
+200° С	40—70	—	15—50
+300° С	70—100	—	6—12
Удельное объемное сопротивление, $\text{om} \cdot \text{cm}$			
+20° С	$\geq 10^{17}$	$\geq 10^{17}$	$\geq 10^{17}$
+200° С	10^{14}	$1-3 \cdot 10^{11}$	$10^{13}-10^{14}$
+250° С	10^{13}	—	$< 10^{12}$
+300° С	10^{12}	—	—
Тангенс угла диэлектрических потерь, 10^3 гц			
+20° С	$2 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$4-8 \cdot 10^{-3}$
+200° С	$2 \cdot 10^{-3}$	$\sim 10^{-2}$	$5-10 \cdot 10^{-3}$
+250° С	$3 \cdot 10^{-3}$	—	$1-2 \cdot 10^{-2}$
+300° С	$5-10 \cdot 10^{-3}$	—	$5 \cdot 10^{-2}$
Диэлектрическая проницаемость, $10^3 \epsilon_0 + 20^\circ \text{ С}$	3,5	3,2	3,5
Температура, при которой свойства сохраняются на воздухе			
длительно (1 000 ч)	$+250-280^\circ \text{ С}$	$100-120^\circ \text{ С}$	$+175-200^\circ \text{ С}$
кратковременно (ч)	$+400^\circ \text{ С}$	—	—
Пробивное напряжение, kV/mm , при толщине 20 μm	100—200	100—200	—

* Пленка «Maylar» [Л. 4].

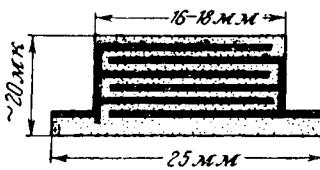


Рис. 1. Схема поперечного сечения конденсаторной секции.

дит переход от полностью растворимого продукта к набухающему, затем к не-набухающему, но смачивающему и, наконец, к ненабухающему и не-смачивающемуся. Именно это обстоятельство мы и использовали для приготовления лабораторных макетов многослойного конденсатора.

В качестве полимида использовался полимид ПМ, свойства и синтез которого подробно описаны в [Л. 6 и 7]. Исходные продукты для его получения — диангидрид пиromеллитовой кислоты и диаминодифениловый эфир.

Для изготовления конденсаторных секций использовался профильтрованный 5—7%-ный раствор полиамидокислоты в диметилформамиде. Нанесение раствора производилось пульверизатором, воздух к которому подавался через фильтр из стекловолокна. Секции «собирались» на стеклянных пластинках размером $20 \times 2,5 \text{ см}^2$. Сначала на нагретую до $+60^\circ\text{C}$ пластинку наносился первый полимерный слой (подложка), покрывавший всю пластинку. Слой сушился при $+80^\circ\text{C}$ до удаления основной массы растворителя, а затем термообрабатывался (имидализировался) при $130, 200$ и 275°C в течение 15, 15 и 30 мин соответственно. Термообработка при 200 и 275°C велась в вакууме. Толщина первого слоя полимера $10-15 \text{ мк}$. На этот слой через рамку, прикрывающую один (первый) край пластинки, нанылялся термическим распылением в вакууме слой алюминия. После этого прикрывались оба края пластинки и наносился рабочий слой полимира. Рабочий слой наносился так же, как подложка, за исключением того, что для ликвидации «слабых» мест раствор нанылялся последовательно 2—4 раза и при этом после каждого наныления проводилась сушка и имидизация при $140, 200$ и 250°C по 15 мин. Суммарная толщина рабочего слоя $1-4 \text{ мк}$. После этого производилась имидизация всего рабочего слоя при $+275^\circ\text{C}$ за 30 мин. Затем рамкой закрывался второй край пластиинки и наносился слой металла. Снова закрывались оба края, наносился второй рабочий слой и т. д. до получения 4—5 слоев металл-диэлектрик. Поверх последнего слоя металла наносился защитный полимерный слой так, чтобы края — электроды полимером не покрывались. Схема разреза конденсаторной секции приведена на рис. 1.

Для изготовления конденсатора секция наворачивалась защитным слоем внутрь на фарфоровую трубочку диаметром 2 мм, длиной 25—30 мм. Под края — электроды подкладывались фольговые вкладки с приваренными к ним выводами. Конец секции-ленты приклеивался 20-процентным раствором полиамидокислоты. Весь конденсатор лакировался 10-процентным раствором и после сушки и термообработки по описанному режиму дополнительно прогревался в вакууме при $+300^\circ\text{C}$ — 15 мин и при 400°C — 15 мин.

Опытные образцы четырехслойных конденсаторов, изготовленные по такой методике (рис. 2) име-

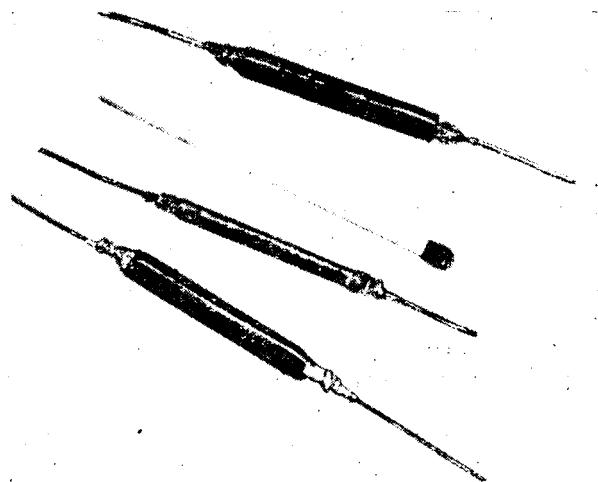


Рис. 2. Внешний вид макетов многослойных полимидных конденсаторов.

ли: удельный объем $1-2 \text{ см}^3/\text{мф}$, что близко к удельному объему электролитических низковольтных конденсаторов; емкость $\sim 100\,000 \text{ пф}$, толщина слоев $2-4 \text{ мк}$; пробивное напряжение $20-50 \text{ в}$; тангенс угла потерь при $+20$ и $+300^\circ\text{C}$ на $50 \text{ кгц} \sim 0,01$. При нагреве от $+20$ до 300°C емкость практически не изменялась. Иногда на одном рабочем слое удавалось получать емкость до $75\,000 \text{ мкф}$, средняя толщина слоя равнялась при этом $\sim 1 \text{ мк}$. Довольно низкие значения пробивных напряжений для конденсаторов, по-видимому, связаны не с наличием дырок в рабочих слоях, а главным образом с органическими включениями (пылью из воздуха), которые при высоких температурах могут обугливаться.

Практическое осуществление многослойного полимидного конденсатора может обеспечить, помимо миниатюризации, ряд других технических задач за счет использования высоких характеристик самих полимидов.

Литература

- Ренне В. Т., Пленочные конденсаторы с органическим синтетическим диэлектриком, Госэнергоиздат, 1963.
- Патент США № 2754230, 1956.
- The new Bell Capacitors, Bell Laboratories Research, 41, № 9, 353, 1963.
- The new Polyimides, Plastics Technology, 8, № 12, 1962.
- Amborski L., H-film — a new high Temperature Dielectric Industrial Engineering 2, 13, 1963.
- Котон М. М., Рудаков А. П., Бессонов М. И., Лайус Л. А., Флоринский Ф. С. и Шакай С. Ф., Изготовление и использование полимида ПМ.
- Котон М. М., Яковлев Б. И., Рудаков А. П., Князева Т. С., Флоринский Ф. С., Бессонов М. И., Кулева М. М., Толпарова Г. А. и Лайус Л. А., Получение полипиromеллитамида и его физико-механические свойства, Журнал прикладной химии, 38, 1965, № 12, 2728.
- Коршак В. В. и Виноградова С. В., Пориарилаты, изд-во «Наука», 1964.
- Очинский Ф., Джоунс Д. и Раклей Ф., Полипиromеллитамиды, Химия и технология полимеров, 1963, № 8, 30.
- Рудаков А. П., Бессонов М. И., Котон М. М., Покровский Е. И. и Федорова Е. Ф., Высокотемпературные изомерные превращения в полимидах, Доклады АН СССР, 1965, 1617, 617.

19.11.1965

Схемы замещения многообмоточных трансформаторов при электрической связи между вторичными обмотками

Канд. техн. наук, доц. О. М. БОГАТЫРЕВ

Москва

При наличии электрической связи между вторичными обмотками многообмоточного трансформатора составление его схемы замещения встречает определенные трудности. Здесь имеются в виду трансформаторы, имеющие несколько выводов у вторичной обмотки, трехобмоточные (и вообще многообмоточные) трансформаторы, у которых нагрузочные сопротивления имеют между собой электрическую связь, а также трехфазные трансформаторы с несимметричной нагрузкой во вторичной цепи при любом соединении его обмоток. В настоящей заметке предлагаются простые схемы замещения для некоторых из этих трансформаторов.

1. Трехобмоточный трансформатор при нагрузке, включенной согласно рис. 1. Уравнения и соотношения, описывающие синусоидальный режим:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{E}_1; \quad (1)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 (Z_2 + Z_{h2} + Z_{h0}) - \dot{I}_3 Z_{h0}; \quad (2)$$

$$\dot{E}_3 = \dot{I}_3 (Z_3 + Z_{h3} + Z_{h0}) - \dot{I}_2 Z_{h0}; \quad (3)$$

$$\dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2 - \dot{I}_3 w_3 = \dot{I}_0 w_1; \quad (4)$$

$$-\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = \frac{w_1}{w_2}; \quad -\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_3} = \frac{w_1}{w_3}. \quad (5)$$

Из уравнения (4) следует:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + \dot{I}_3 \frac{w_3}{w_1} + \dot{I}_0. \quad (6)$$

Заменяя в уравнениях (2) и (3) \dot{E}_2 и \dot{E}_3 через \dot{E}_1 из (5) и записывая для упрощения $Z_2 + Z_{h2} = Z_{II}$ и $Z_3 + Z_{h3} = Z_{III}$, получим:

$$-\dot{E}_1 \frac{w_2}{w_1} = \dot{I}_2 (Z_{II} + Z_{h0}) - \dot{I}_3 Z_{h0};$$

$$-\dot{E}_1 \frac{w_3}{w_1} = \dot{I}_3 (Z_{III} + Z_{h0}) - \dot{I}_2 Z_{h0}.$$

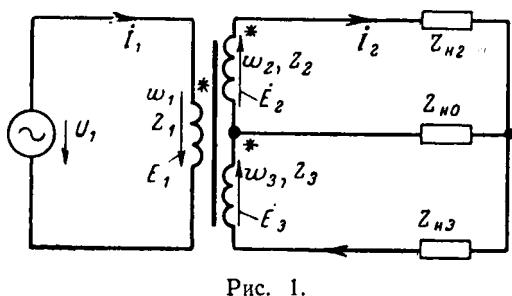


Рис. 1.

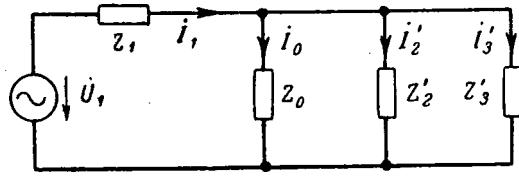


Рис. 2.

Исключая отсюда \dot{I}_3 , после элементарных преобразований получим окончательно:

$$-\dot{E}_1 = \left(\dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} \right) \left[\frac{\left(Z_{II} + Z_{III} + \frac{Z_{II} Z_{III}}{Z_{h0}} \right) \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2}{1 + \frac{w_3}{w_2} + \frac{Z_{III}}{Z_{h0}}} \right] = \\ = \dot{I}'_2 Z'_2. \quad (7)$$

Ввиду симметрии уравнений получим аналогичное выражение, связывающее \dot{I}_3 и \dot{E}_1 :

$$-\dot{E}_1 = \left(\dot{I}_3 \frac{w_3}{w_1} \right) \left[\frac{\left(Z_{II} + Z_{III} + \frac{Z_{II} Z_{III}}{Z_{h0}} \right) \left(\frac{w_1}{w_3} \right)^2}{1 + \frac{w_2}{w_3} + \frac{Z_{II}}{Z_{h0}}} \right] = \\ = \dot{I}'_3 Z'_3. \quad (8)$$

Уравнения (1), (6) — (8) определяют схему замещения, изображенную на рис. 2; здесь $Z_0 = \frac{-\dot{E}_1}{\dot{I}_0}$ — комплексное сопротивление, определяющее ток возбуждения трансформатора \dot{I}_0 , состоящий из активной \dot{I}_a и намагничивающей \dot{I}_μ составляющих, зависящих от амплитуды индукции B_m в рабочем режиме. Методы определения их общизвестны.

2. Трехобмоточный трансформатор, но нагрузка включена как показано на рис. 3. Уравнения (1), (4) и (5) предыдущего примера остаются в силе, а уравнения (2) и (3) примут вид:

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 (Z_{II} + Z_{h0}) + \dot{I}_3 Z_{h0};$$

$$\dot{E}_3 = \dot{I}_3 (Z_{III} + Z_{h0}) + \dot{I}_2 Z_{h0}.$$

После преобразований этих уравнений в результате получим следующие соотношения:

$$-\dot{E}_1 = \left(\dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} \right) \left[\frac{\left(Z_{II} + Z_{III} + \frac{Z_{II} Z_{III}}{Z_{h0}} \right) \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2}{1 + \frac{Z_{III}}{Z_{h0}} - \frac{w_3}{w_2}} \right] = \\ = \dot{I}'_2 Z'_2; \quad (9)$$

$$-\dot{E}_1 = \left(\dot{I}_3 \frac{w_3}{w_1} \right) \left[\frac{\left(Z_{II} + Z_{III} + \frac{Z_{II} Z_{III}}{Z_{h0}} \right) \left(\frac{w_1}{w_3} \right)^2}{1 + \frac{Z_{II}}{Z_{h0}} - \frac{w_2}{w_3}} \right] = \\ = \dot{I}'_3 Z'_3. \quad (10)$$

Уравнения (1), (6), (9) и (10) дают такую же схему замещения, как на рис. 2, но при этом сопротивления Z'_2 и Z'_3 будут иметь другие численные значения.

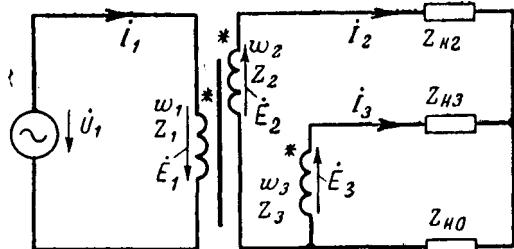


Рис. 3.

Из сказанного следует, что аналогичный способ составления схемы замещения может быть применен для любого многообмоточного трансформатора при произвольном включении нагрузки.

3. Трехфазный трансформатор, соединенный по схеме «звезда — звезда» при несимметричной нагрузке (рис. 4).

Уравнения для первичной цепи:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= i_A Z_1 - \dot{E}_A + \dot{U}_{01}; \quad \dot{U}_B = i_B Z_1 - \dot{E}_B + \dot{U}_{01}; \\ \dot{U}_C &= i_C Z_1 - \dot{E}_C + \dot{U}_{01}; \quad i_A + i_B + i_C = 0, \end{aligned} \quad (11)$$

для вторичной цепи:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{A'} &= i_{A'} (Z_2 + Z_A) + \dot{U}_{0'0_1}; \\ \dot{E}_{B'} &= i_{B'} (Z_2 + Z_B) + \dot{U}_{0'0_1}; \\ \dot{E}_{C'} &= i_{C'} (Z_2 + Z_C) + \dot{U}_{0'0_1}; \\ i_{A'} + i_{B'} + i_{C'} &= 0. \end{aligned} \quad (12)$$

Связи между э. д. с. и потоками:

$$\frac{-\dot{E}_A}{\dot{E}_{A'}} = \frac{-\dot{E}_B}{\dot{E}_{B'}} = \frac{-\dot{E}_C}{\dot{E}_{C'}} = \frac{w_1}{w_2} = n; \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= -j\omega w_1 \frac{\Phi_{mA}}{\sqrt{2}}; \quad \dot{E}_B = -j\omega w_1 \frac{\Phi_{mB}}{\sqrt{2}}; \\ \dot{E}_C &= -j\omega w_1 \frac{\Phi_{mC}}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Уравнения намагничивающих сил:

$$\begin{aligned} i_A w_1 - i_{A'} w_2 &= i_{0A} w_1; \quad i_B w_1 - i_{B'} w_2 = i_{0B} w_1; \\ i_C w_1 - i_{C'} w_2 &= i_{0C} w_1 \end{aligned} \quad (15)$$

или

$$\begin{aligned} i_A &= i_{0A} + \frac{i_{A'}}{n}; \quad i_B = i_{0B} + \frac{i_{B'}}{n}; \\ i_C &= i_{0C} + \frac{i_{C'}}{n}; \end{aligned} \quad (15a)$$

здесь i_{0A} , i_{0B} , i_{0C} — эквивалентные синусоидальные токи возбуждения трансформатора в фазах, соответствующие потокам Φ_{mA} , Φ_{mB} , Φ_{mC} , т. е.

$$i_{0\Phi} = i_{a\Phi} + i_{u\Phi} = F(\Phi_{m\Phi}). \quad (16)$$

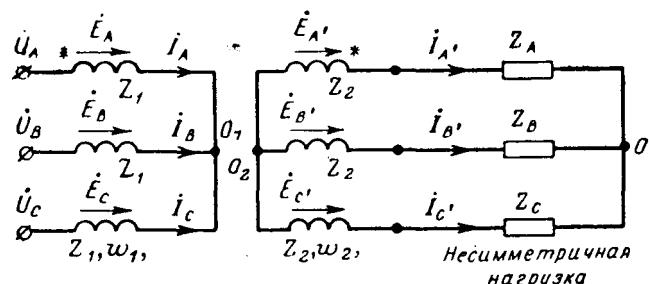


Рис. 4.

Так как сумма токов возбуждения в фазах равна нулю, то можно принять равной нулю сумму потоков в фазах даже, если трансформатор представляет собой группу из трех однофазных трансформаторов. Поэтому $\Sigma \dot{E}_\Phi = 0$.

Складывая уравнения для напряжений (11), получаем $\dot{U}_{01} = 0$. Из системы (12) после сложения уравнений для э. д. с. получим:

$$0 = i_{A'} Z_A + i_{B'} Z_B + i_{C'} Z_C + 3\dot{U}_{0'0_1},$$

откуда

$$\dot{U}_{0'0_1} = -\frac{1}{3} [i_{A'} Z_A + i_{B'} Z_B + i_{C'} Z_C]. \quad (17)$$

Используя соотношения (13) и уравнения (12), будем иметь

$$-\dot{E}_A = E_{A'} n = \frac{i_{A'}}{n} (Z_2 + Z_A) n^2 + \dot{U}_{0'0_1} n \quad (18)$$

и аналогичные уравнения для фаз B и C .

Подставляя (18) с учетом (17) в первое уравнение системы (11), получим:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= i_A Z_1 + \frac{i_{A'}}{n} (Z_2 + Z_A) n^2 + \frac{i_{A'}}{n} \left(-\frac{Z_A n^2}{3} \right) + \\ &+ \frac{i_{B'}}{n} \left(-\frac{Z_B n^2}{3} \right) + \frac{i_{C'}}{n} \left(-\frac{Z_C n^2}{3} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

и аналогичные уравнения для других фаз.

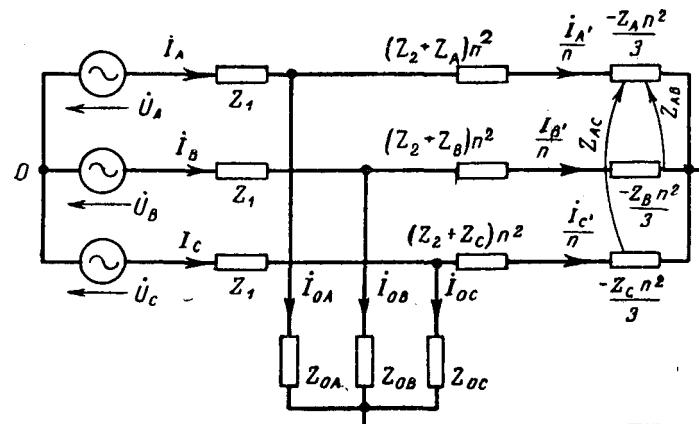


Рис. 5.

Об одном упрощении при расчетах цепей

Инж. А. Ф. БЕРЕЗОВСКИЙ

Ярославль

В сетях напряжением до 110 кв с односторонним питанием расчет токов короткого замыкания для выбора уставок простых релейных защит и реле сопротивления при наличии нелинейных элементов в сети или в релейной защите целесообразно производить графо-аналитически [Л. 1]. Нелинейными элементами в сети могут быть стальные провода или асинхронный двигатель, сопротивление которого через 0,5 сек после короткого замыкания уже существенно зависит от напряжения. Нелинейными элементами в релейной защите могут быть блоки питания током и напряжением, совместно используемые для обеспечения переменным оперативным током, или упрощенное реле сопротивления с подмагничиванием [Л. 2]. В целом являются нелинейными вольтамперные характеристики у максимальной защиты с пуском по напряжению, а также у отсечки напряжения с токовой блокировкой. Графо-аналитический метод расчета дополнительно упрощается, если предлагаемое ниже аналитическое сложение комплексов в показательной форме использовать в тех случаях, когда требуется найти общее сопротивление, состоящее из нескольких последовательных (участки линии с разным сечением) или параллельных (линий и нагрузка на шинах). Как будет видно из примера, приближенное аналитическое сложение, используемое самостоятельно, позволяет сравнительно просто анализировать цепь с двумя и более переменными параметрами, когда уже невозможно применить круговую диаграмму.

Приемы предлагаемого приближенного аналитического сложения состоят в следующем. Пусть требуется сложить комплексы $z_1 e^{i\psi_1}$ и $z_2 e^{i\psi_2}$ (отрезки \overline{OB} и \overline{BA} на рис. 1). Для приближенного получения мо-

Обозначим отношение $\frac{-\dot{E}_A}{I_{0A}}$ через Z_{0A} , тогда учитывая (14) и (16), получим:

$$Z_{0A} = \frac{-\dot{E}_A}{I_{0A}} = \frac{j\omega_1 \dot{\Phi}_{mA}}{I_{0A} \sqrt{2}} = j \frac{\omega_1}{\sqrt{2}} \frac{\dot{\Phi}_{mA}}{F(\Phi_{mA})}. \quad (20)$$

Уравнения (19), (20) и (15a) определяют схему замещения заданного трансформатора, показанную на рис. 5, где буквами с двумя индексами обозначены

дуля z_3 искомого комплекса $z_3 e^{i\psi_3}$ (отрезок \overline{OA}) применимо алгебраическое сложение модулей

$$z_3 \approx z_{3\Pi} = z_1 + z_2. \quad (1)$$

Если $\varphi = (\psi_2 - \psi_1) \leq \frac{\pi}{6}$, то возникающая при этом ошибка не превышает 4% (максимальная относительная погрешность определялась приравниванием нулю ее производной).

Если $\varphi \leq \frac{\pi}{3}$, то искомую сумму двух заданных комплексов можно представить (рис. 1) как геометрическую сумму комплексов

$$\overline{OC} = (z_1 - z_2) e^{i\psi_1}; \overline{CA} = \left(2z_2 \cos \frac{\varphi}{2} \right) e^{i\left(\psi_1 + \frac{\varphi}{2}\right)}, \quad (2)$$

разность углов между которыми не превышает $\frac{\pi}{6}$.

Производим приближенную замену двумя членами ряда Маклорена

$$\cos \frac{\varphi}{2} \approx 1 - \frac{\varphi^2}{8}, \quad (3)$$

что при $\frac{\varphi}{2} \leq \frac{\pi}{4}$ дает погрешность не более 2,1%.

Решив совместно уравнения (3), (2) и (1), получаем:

$$z_3 \approx z_{3\Pi} = z_1 + z_2 - z_2 \frac{\varphi^2}{4}. \quad (4)$$

Когда $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$, то искомую сумму комплексов представляем как геометрическую сумму комплексов

междуфазные сопротивления, аналогичные сопротивлениям взаимоиндукции (на рисунке показаны только два из них):

$$Z_{AB} = Z_{CB} = -\frac{Z_B}{3} n^2; Z_{AC} = Z_{BC} = -\frac{Z_C}{3} n^2;$$

$$Z_{BA} = Z_{CA} = -\frac{Z_A}{3} n^2.$$

Подобным приемом может быть составлена схема замещения трехфазного трансформатора при несимметричной нагрузке и при соединении обмоток по схеме „звезда—треугольник“.



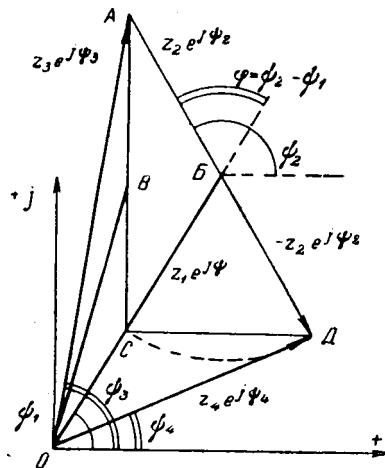


Рис. 1. Геометрическое толкование приближенного аналитического сложения комплексов.

\overline{OB} и \overline{BA} (при этом $\overline{OC} = \overline{CB}$), а затем аналогично предыдущему получаем следующее уравнение:

$$z_3 \approx z_{3\text{п}} = z_1 + z_2 - z_2 \frac{\varphi^2}{4} - (z_1 - z_2) \frac{\varphi^2}{16}. \quad (5)$$

В уравнениях (4) и (5) должно быть $z_1 \geq z_2$ и соответственно $2,4z_2 \geq z_1 \geq z_2$, а углы должны браться в радианах; общая погрешность метода будет меньше 4% .

Если $z_1 > 2,4z_2$ и $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$, то, отсекая от комплекса Z_1 отрезок величиной $2,4z_2$ и производя аналогичные преобразования, получим, что и в этих условиях применимо уравнение (5), но в скобках вместо z_1 необходимо ставить $2,4z_2$.

Для приближенного получения аргумента φ_3 искомой суммы комплексов пользуемся подобранным путем проб уравнением

$$\varphi_3 \approx \varphi_{3\text{п}} = \frac{z_1\varphi_1 + z_2\varphi_2}{z_1 + z_2}. \quad (6)$$

Максимально возможная абсолютная погрешность угла $\Delta_{\text{макс}}^{\circ} = \varphi_{3\text{п}} - \varphi_3$ определялась приравниванием нулю ее производной и показана в зависимости от φ на рис. 2; при этом отношение $\frac{z_1}{z_2}$ находится в пределах $0,29 \div 0,32$ (для отрицательных $\Delta_{\text{макс}}^{\circ}$) или $3,47 \div 3,2$. Как видно из рис. 2, уравнением (6) можно пользоваться без большой погрешности до значений $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$.

Для нахождения модуля z_4 и аргумента φ_4 разности данных комплексов (отрезок OD) представим ее (рис. 1) как геометрическую сумму комплексов

$$\overline{OC} = (z_1 - z_2) e^{j\varphi_1}; \overline{CD} = \left(2z_2 \sin \frac{\varphi}{2}\right) e^{j\left(\varphi_1 - \frac{\pi - \varphi}{2}\right)}, \quad (7)$$

между которыми разность углов не превышает $\frac{\pi}{2}$.

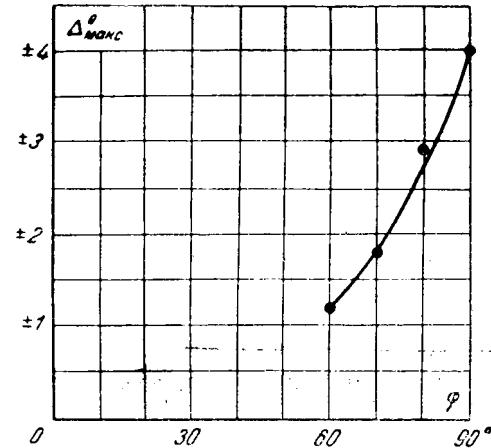


Рис. 2. Максимальная погрешность при приближенном определении угла суммы двух комплексов.

Производим приближенную замену двумя членами ряда Маклорена

$$\sin \frac{\varphi}{2} \approx \frac{\varphi}{2} - \frac{\varphi^3}{48}, \quad (8)$$

что при $\frac{\varphi}{2} \leq \frac{\pi}{4}$ дает погрешность не более $0,43\%$.

Для нахождения аргумента φ_4 пользуемся уравнением (6), а для определения модуля z_4 — уравнениями (1) или (4), или (5), но на место $z_1, z_2, \varphi, \varphi_2, \varphi_1$ подставляем:

$$\left. \begin{aligned} z_{1\text{п}} &= z_1 - z_2; \\ z_{2\text{п}} &= z_2 \left(\varphi - \frac{\varphi^3}{24} \right); \\ \varphi_{\text{п}} &= \frac{(\pi - \varphi)}{2}; \\ \varphi_{2\text{п}} &= \left(\varphi_1 - \frac{\pi - \varphi}{2} \right); \\ \varphi_{1\text{п}} &= \varphi_1. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для уравнений (4) и (5) должно быть: $z_{2\text{п}} \geq z_{1\text{п}}$ и соответственно $2,4z_{2\text{п}} \geq z_{1\text{п}} \geq z_{2\text{п}}$.

Опускаем здесь анализ, а также решение специально подобранных трудных примеров показали, что, пользуясь таким приближенным аналитическим сложением комплексов, можно с погрешностью не более 10% (а практически не более 6%) выполнить расчет всякой электрической цепи средней сложности (3—4 контура), за исключением случаев, когда имеется место острый резонанс, а также за исключением таких задач, где нас интересует ветвь с близким к нулю током. Отсутствие тригонометрических функций в приближенном аналитическом сложении комплексных величин делает это сложение весьма удобным для расчетов на простейших вычислительных машинах.

Пример 1. Рассмотрим применение предлагаемого приближенного сложения комплексов для исследования электрических цепей с переменным параметром в двух ветвях. Предположим, что требуется найти общее выражение величины и фазы тока в линии в зависимости от удаленности двухфазного короткого замыкания, длившегося не более 0,4 сек, при учете нагрузки на шинах и за местом повреждения. Схема

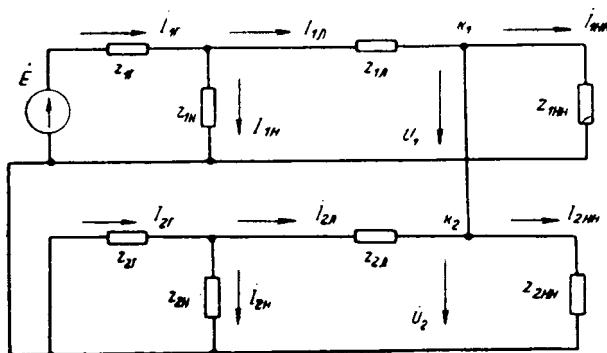


Рис. 3. Схема замещения при двухфазном коротком замыкании на линии.

замещения такой цепи для положительной и отрицательной последовательности дана на рис. 3. Берем типичные условия: э. д. с. $E=1$, внутреннее сопротивление генератора для обеих последовательностей $Z_{1r}=Z_{2r}=0,2e^{j90^\circ}$, нагрузка на шинах для положительной последовательности имеет сопротивление $Z_{1n}=e^{j30^\circ}$ и для отрицательной $Z_{2n}=0,3e^{j60^\circ}$, воздушная линия до места повреждения для обеих последовательностей составляет сопротивление $Z_{1l}=Z_{2l}=\lambda e^{j\varphi_l}$, где λ — изменяющийся параметр; нагрузка за линией состоит из $Z_{1n,n}=5e^{j30^\circ}$ и $Z_{2n,n}=1,5e^{j60^\circ}$.

Для расчета производим объединение точек k_1 и k_2 с равными потенциалами (при двухфазном коротком замыкании $\dot{U}_1=\dot{U}_2$). Сперва определим эквивалентное сопротивление Z_{1e} по уравнению

$$Z_{1e} = \frac{Z_{1r} Z_{1n}}{Z_{1r} + Z_{1n}}. \quad (10)$$

Модуль стоящей в знаменателе суммы сопротивлений $Z_{1e,n}$ определяем, применив уравнение (4):

$$z_{1e,n} = z_{1n} + z_{1r} - z_{1r} \frac{\varphi_{1e,n}^2}{4} = 1 + 0,2 - 0,2 \frac{1,05^2}{4} = 1,145 \text{ ом.}$$

где

$$\varphi_{1e,n} = \psi_{1r} - \psi_{1n} = 1,05 \text{ rad} \equiv 60^\circ.$$

Угол этой суммы комплексов $\varphi_{1e,n}$ находим по уравнению (6):

$$\varphi_{1e,n} = \frac{z_{1r}\psi_{1r} + z_{1n}\psi_{1n}}{z_{1r} + z_{1n}} = \frac{0,2 \cdot 90^\circ + 1 \cdot 30^\circ}{0,2 + 1} = 40^\circ.$$

Выполненные с помощью логарифмической линейки вычисления по обычному точному методу дают:

$$z'_{1e,n} = 1,115 \text{ ом; } \psi'_{1e,n} = 39^\circ.$$

Погрешность модуля не превышает 3,2%.

Закончив вычисления по уравнению (10), получаем:

$$Z_{1e} = 0,1745e^{j80^\circ} \dots (0,1792e^{j81^\circ}; -3,2\%)$$

(в скобках для сравнения дан результат расчета по известному точному методу, а также относительная погрешность модуля).

Аналогично проводим вычисление других эквивалентных сопротивлений:

$$Z_{2e} = \frac{Z_{2r} Z_{2n}}{Z_{2r} + Z_{2n}} = 0,12 e^{j78^\circ} \dots (0,124e^{j78^\circ}; -3,2\%);$$

$$Z_{n,e} = \frac{Z_{1n,n} Z_{2n,n}}{Z_{1n,n} + Z_{2n,n}} = 1,15 e^{j53^\circ} \dots (1,18 e^{j53,2^\circ}; -2,5\%).$$

Определив ток положительной последовательности в линии I_{1l} , после преобразования получим:

$$I_{1l} = \frac{\dot{E}_e (\dot{A} + \lambda e^{j\varphi_l})}{\dot{B} + \dot{C} \lambda e^{j\varphi_l} + (\lambda e^{j\varphi_l})^2}, \quad (11)$$

где новые комплексы, вычисленные с использованием приближенного аналитического сложения, имеют следующие значения:

$$\dot{E}_{1e} = \frac{\dot{E} Z_{1e}}{Z_{1r}} = 0,872 e^{-j10^\circ} \dots (0,896 e^{-j9^\circ}; -2,7\%);$$

$$\dot{A} = Z_{2e} + Z_{n,e} = 1,27 e^{j55,3^\circ} \dots (1,295 e^{j55,5^\circ}; -1,9\%);$$

$$\dot{B} = \dot{A} Z_{1e} + Z_{n,e} Z_{2e} = 0,360 e^{j133,7^\circ} \dots (0,378 e^{j134,4^\circ}; -4,8\%);$$

$$\dot{C} = \dot{A} + Z_{1e} + Z_{n,e} = 2,59 e^{j56,2^\circ} \dots (2,64 e^{j56^\circ}; -1,9\%).$$

Если $\varphi_l=70 \div 50^\circ$ (воздушные линии с малым активным сопротивлением), то в уравнении (11) у слагаемых каждого многочлена разность углов не превышает 30° . Поэтому для определения модуля можно воспользоваться уравнением (1) и получить:

$$|I_{1l}| = \frac{|\dot{E}_{1e}| (|\dot{A}| + \lambda)}{|\dot{B}| + |\dot{C}| \lambda + \lambda^2}.$$

Для нахождения угла следует применить уравнение (6):

$$\psi_{1l} = \psi_e + \frac{\dot{\psi}_a |\dot{A}| + \psi_l \lambda}{|\dot{A}| + \lambda} - \frac{|\dot{B}| \dot{\psi}_B + |\dot{C}| \lambda (\psi_e + \psi_l) + \lambda^2 \dot{\psi}_e}{|\dot{B}| + |\dot{C}| \lambda + \lambda^2}.$$

Если принять $\psi_l=0^\circ$ и $\lambda=0,03$, то применив уравнения (5) и (6), после суммирования первых двух слагаемых в знаменателе уравнения (11) получим знаменатель в следующем виде:

$$0,865e^{j81^\circ} + 0,09.$$

При $\lambda < 0,3$ угол суммы первых двух слагаемых в знаменателе будет увеличиваться, но когда он превысит 90° , то третьим слагаемым при нашей точности расчета можно будет пренебречь.

Пример 2. Пусть требуется сложить э. д. с.

$$\dot{E}_1 = e^{-j30^\circ}; \dot{E}_2 = 2e^{j120^\circ}.$$

Учитывая, что $-1=e^{j180^\circ}$, эта задача равносильна вычитанию э. д. с.

$$\dot{E}'_2 = e^{j150^\circ} \text{ из } \dot{E}'_1 = 2e^{j120^\circ},$$

у которых разность углов $\varphi=30^\circ=0,523 \text{ rad}$ и которые для удобства расчета переименованы.

В соответствии с уравнением (9) имеем:

$$E_{1p} = E'_1 - E'_2 = 2 - 1 = 1; E_{2p} = E'_2 \left(\varphi - \frac{\varphi^3}{24} \right) = 1 \left(0,523 - \frac{0,523^3}{24} \right) = 0,517;$$

$$\varphi_p = \frac{\pi - \varphi}{2} = \frac{\pi - \frac{\pi}{6}}{2} = 1,31 \text{ rad} \equiv 75^\circ;$$

$$\varphi_{2p} = (\varphi' - \varphi_p) = \frac{2}{3} \pi - \frac{5}{12} \pi = \frac{\pi}{4} \equiv 45^\circ; \psi_{1p} = \psi'_1 = 120^\circ.$$

Учитывая величину φ_p , для определения модуля E_p искомой разности комплексов применяем уравнение (5):

$$E_p = E_{1p} + E_{2p} - E_{2p} \frac{\varphi_p^2}{4} - (E_{1p} - E_{2p}) \frac{\varphi_p^2}{16} = 1 + 0,517 - 0,517 \frac{1,31^2}{4} - (1 - 0,517) \frac{1,31^2}{16} = 1,243.$$

Расчет точным методом дает модуль 1,238, т. е. получаем относительную погрешность 0,4%.

Для определения угла φ_p искомой разности комплексов используем уравнение (6):

$$\varphi_p = \frac{E_{1p}\psi_{1p} + E_{2p}\psi_{2p}}{E_{1p} + E_{2p}} = \frac{1 \cdot 120^\circ + 0,517 \cdot 45^\circ}{1 + 0,517} = 94,5^\circ.$$

Расчет точным методом дает 96,2°.

Литература

1. Березовский А. Ф., Графо-аналитический расчет токов короткого замыкания и выбор установок простых релейных защит, «Электрические станции», 1960, № 1.

2. Березовский А. Ф., Реле сопротивления с подмагнитенным дросселем, «Электричество», 1960, № 11.

[25.6.1965]

Исследование действия дифференциально-фазной защиты сети 330 кв при включении силового автотрансформатора

Инж. К. А. БРИНКИС

Рига

В нормальном режиме и работы сети гармоники токов и напряжений, кратные трем, в проводах совпадают по фазе [Л. 1 и 2]. В [Л. 3] рассматривается неодновременное отключение трансформатора разъединителями, которое в сети с заземленной нейтралью вызывает в проводах трети гармоники токов, совпадающие по фазе.

В объединенной энергетической системе Северо-Запада имел место случай ложной работы дифференциально-фазной высокочастотной защиты типа ДФЗ-401 при включении на холостой ход автотрансформатора 120 Мв (рис. 1). Анализ этого случая требует нового подхода к оценке высших гармонических токов. Отключение выключателя В-2 на подстанции А произошло с выдержкой времени $t=0,6$ сек после включения на холостой ход автотрансформатора на подстанции Г выключателем В-0. Анализ осциллограмм и действия сигнальных реле показал, что:

а) произошел запуск передатчиков на обоих концах линии из-за разновременного включения фаз выключателя;

б) величина токов со стороны подстанции В была недостаточна для удержания пущенного передатчика, в результате чего передатчик был остановлен через время 0,6 сек, которое определилось параметрами схемы ДФЗ-401 и высокочастотного поста типа ПВЗД;

в) ток на дальнем конце линии (подстанция А) был достаточен не только для запуска передатчика, но и для подготовки цепей отключения, хотя в данном случае отношение токов срабатывания пусковых реле защиты

$$\frac{I_{cp2}}{I_{cp1}} = 2,75, \text{ где } I_{cp2} \text{ — ток}$$

срабатывания пускового органа ЗРН-2, подготавливающего цепь отключения; I_{cp1} — ток срабатывания пускового органа ЗРН-1, запускающего передатчик;

г) отсутствовали токи третьей гармоники в нулевых проводах трансформаторов тока на линии АВ.

В данное время схема сети 330 кв изменилась. К линии АВ подсоединенено ответвление (подстанции Б) с автотрансформатором 60 Мв. Защита ДФЗ-401 имеет четырехкомплектное исполнение.

На рис. 2 показана схема сети и места подключения осциллографов. При проведении опытов выключатель 110 кв автотрансформатора был отключен, а включение автотрансформатора на холостом ходу было произведено выключателем В-1 со стороны подстанции В.

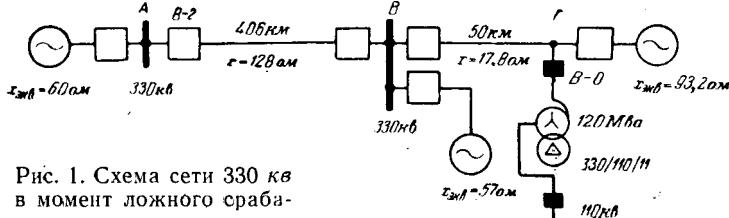


Рис. 1. Схема сети 330 кв в момент ложного срабатывания защиты.

Из четырех опытов включения автотрансформатора на холостом ходу показан один случай, когда в нулевом проводе трансформаторов тока, включенных по схеме «звезда», появляется апериодический ток со временем затухания $t=0,26$ сек. Длительность переходного процесса при включении автотрансформатора на холостом ходу достигает несколько десятков секунд, но это время не измерялось. На рис. 3 показаны токи в цепи автотрансформатора, на рис. 4 — токи линии на подстанции Б и на рис. 5 — токи линии на подстанции В. По техническим причинам не удалось получить одновременный замер токов одного опыта всеми осциллографами. Поэтому на рис. 4 и 5 — токи одного опыта, а на рис. 3 — другого. Анализ осциллограмм показал:

а) практическое отсутствие или быстрое затухание токов третьей гармоники в нулевых проводах трансформаторов тока;

б) увеличение третьей гармоники тока по мере удаления точки замера от места включения автотрансформатора;

в) несовпадение максимумов (положительных) токов в проводах.

Процессы при включении обусловлены несимметрией явлений в отдельных стержнях автотрансформатора, связанных между собой. Напряжения разных фаз сдвинуты на 120°, кроме того, возможно разновременное включение, поэтому одновременно насыщаются не все стержни сердечника. В нормальном режиме поток третьей гармоники замыкается по воздуху и баку автотрансформатора. При включении потоки в фазах могут быть неодинаковы, в результате чего большая часть потока третьих гармоник замыкается через соседние стержни трехфазного сердечника. Автотрансформатор может явиться источником третьей гармоники, которая не компенсируется обмоткой, соединенной по схеме «треугольник».

Были исследованы включения автотрансформатора в момент времени, когда ток в нулевом проводе трансформаторов тока примерно равен нулю (930 а на рис. 3). Гармонический анализ дал следующие выражения для токов третьей гармоники:

$$i_A = -156 \sin 3x - 43 \cos 3x [a]; \quad (1)$$

$$i_B = -189 \sin 3x + 35 \cos 3x [a]; \quad (2)$$

$$i_C = +348 \sin 3x = 7 \cos 3x [a]. \quad (3)$$

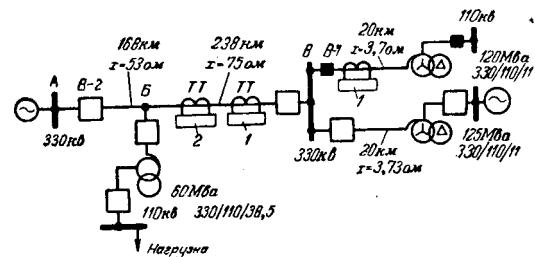


Рис. 2. Схема сети 330 кв для проведения опытов.

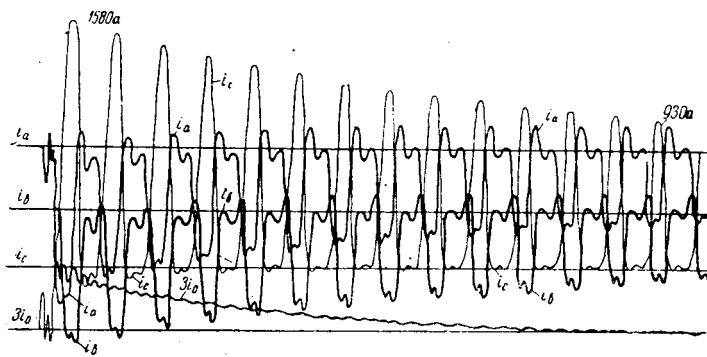


Рис. 3. Осциллограмма токов в цепи автотрансформатора на подстанции *B*.

Графическое изображение синусоид третьих гармоник показано на рис. 6.

На линии *AB* со стороны подстанции получены следующие выражения для токов третьей гармоники:

$$i_A = -17 \sin 3x - 1,0 \cos 3x \text{ [a];} \quad (4)$$

$$i_B = -8 \sin 3x + 8,0 \cos 3x \text{ [a];} \quad (5)$$

$$i_C = +7 \sin 3x - 7,0 \cos 3x \text{ [a].} \quad (6)$$

Со стороны подстанции *B* (рис. 4):

$$i_A = 32 \sin 3x + 27 \cos 3x \text{ [a];} \quad (7)$$

$$i_B = -40 \sin 3x - 11 \cos 3x \text{ [a];} \quad (8)$$

$$i_C = +8 \sin 3x - 20 \cos 3x \text{ [a].} \quad (9)$$

Во время проведения опытов на линии электропередачи между подстанциями *A* и *B* активная мощность примерно равнялась нулю, а реактивная мощность, генерируемая самой линией, в основном потреблялась на подстанциях *A* и *B* и только меньшая ее доля потреблялась на подстанции *B*. В момент включения автотрансформатора на холостом ходу реактивная мощность линии изменила направление, так как создался ее дефицит со стороны подстанции *B*. Таким образом, учитывая изменение параметров сети 330 кв, а также отсутствие перетока активной мощности по линии, условия проведения опытов несколько отличались от случая ложного срабатывания защиты.

Третий гармоники в фазах *A* и *B* согласно выражением (1)–(3) практически противоположны фазе *C*. Третий гармоники в фазах *B* и *C* согласно выражениям (4)–(6) практически противоположны фазе *A*.

Для того чтобы правильно оценить влияние емкостной проводимости линии на величину токов по концам линии, а также встречной взаимоиндукции обмоток автотрансформаторов, по которым в основном замыкаются токи третьей гармоники, сделан соответствующий анализ. На рис. 7 показана схема, согласно которой могут быть составлены следующие уравнения:

$$-I_1 = \frac{I_c}{YZ}; \quad (10)$$

$$I_{II} = I_1 + I_c = -I_c \left(\frac{1}{YZ} + 1 \right), \quad (11)$$

где

$$Z = Z_c + \frac{Z_{II}}{2};$$

Z_c — комплексное сопротивление сети;

Z_{II} — комплексное сопротивление ЛЭП.

При симметричном режиме, как исходном для токов первой и третьей гармоник, получены отношения токов по концам линии в зависимости ее длины и частоты. Данные расчетов сведены в таблицу.

$l, \text{ км}$	k_1	k_3	k_{13}	$l, \text{ км}$	k_1	k_3	k_{13}
0	1	1	1	300	1,09	1,67	1,82
100	1,01	1,08	1,09	500	1,25	2,61	3,28
200	1,04	1,31	1,36	800	1,65	4,14	6,84

k_1 — отношение токов $\frac{I_1}{I_{II}}$ по концам линии для первой гармоники;

k_3 — отношение токов $\frac{I_1}{I_{II}}$ по концам линии для третьей гармоники;

k_{13} — отношение суммарных токов по концам линии для первой и третьей гармоник.

На рис. 8 показана схема сети 330 кв, поясняющая распределение токов третьей гармоники по линии с учетом несимметрии. При этом активное сопротивление линии не учитывается, а сопротивление взаимоиндукции между фазами *A* и *B*, а также *A* и *C* входит в индуктивное сопротивление фаз линии.

Для уравновешивания напряжений обратной последовательности по концам линии, неравенство которых возникает в результате падения напряжения от тока обратной последовательности, протекающе-

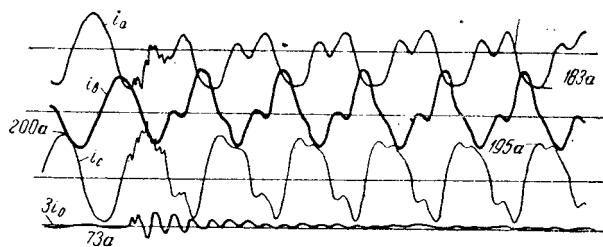


Рис. 4. Осциллограмма токов на линии *BB* со стороны подстанции *B*.

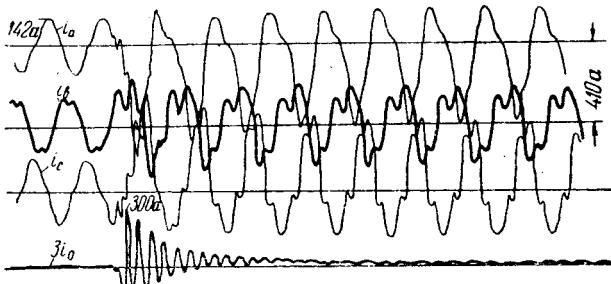


Рис. 5. Осциллограмма токов на линии *BB* со стороны подстанции *B*.

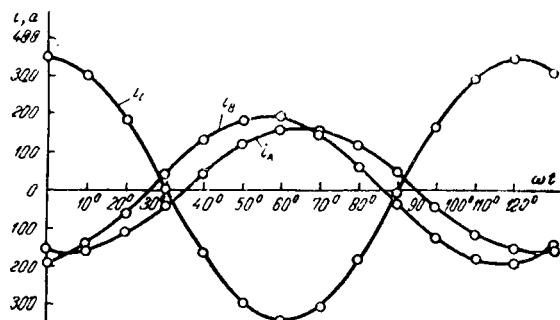


Рис. 6. Расчетная кривая токов третьей гармоники.

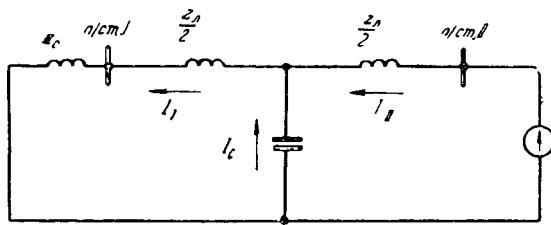


Рис. 7. Расчетная схема отношений токов по концам линии с учетом емкостной проводимости линии.

го по линии, применяются трансформаторы с магнитопроводами, имеющими воздушные зазоры [Л. 4]. Напряжение на пусковом органе защиты ДФЗ-401 определяется из следующего выражения:

$$U_{23РН} = U_2 - I_2 z_{2к}, \quad (12)$$

где $U_{23РН}$ — суммарное напряжение на пусковых органах ЗРН-1 и ЗРН-2, получаемое от фильтра напряжения обратной последовательности, в первичных цепях которого в каждой фазе включены трансформаторы с магнитопроводами;

$z_{2к}$ — сопротивление компенсации длины линии. При этом для одного конца линии

$$z_{2к(B)} = k z_{л}; \quad (13)$$

для второго конца

$$z_{2к(B)} = (1 - k) z_{л}; \quad (14)$$

обычно для каждого конца линии

$$z_{2к} = \frac{z_{л}}{2}.$$

Но на длинных линиях с ответвлением и мощным источником питания с одного конца напряжение обратной последовательности на шинах мощной станции практически равно нулю при коротком замыкании на втором конце линии, что приводит к снижению чувствительности пусковых органов защиты. Для обеспечения одинаковой чувствительности пусковых органов на всех концах линии передачи необходимо соблюдать условия (13) и (14). Вопрос о чувствительности пусковых органов становится еще более актуальным при появлении на линии новых ответвлений.

Перемещением точки места компенсации по линии можно увеличить чувствительность органов

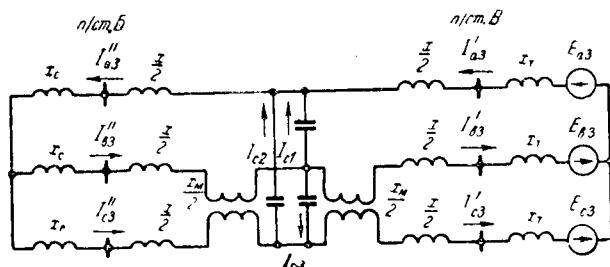


Рис. 8. Схема, поясняющая распределение токов третьей гармоники в сети 330 кв.

с того конца линии, для которого она недостаточна. Такое перемещение точки компенсации осуществлено на линии АВ (рис. 1), где используется защита ДФЗ-401 в четырехкомплектном исполнении [Л. 5]. Условия (13) и (14) относятся к защите ДФЗ-401 одного участка. В целом же целесообразно точку компенсации сохранить в пределах многоконцевой линии передачи. При этом для ответвления границей предела являются шины низкого или среднего напряжений автотрансформатора (трансформатора).

Коэффициент k в нормальных условиях равен:

$$-1 \leq k \leq 1. \quad (15)$$

Компенсация емкостных токов в пусковых органах становится неполноценной при частотах, отличающихся от номинальной, из-за:

а) погрешности трансформаторов напряжения 330 кв;

б) индуктивного характера сопротивления $z_{2к}$ (13). Сопротивление $z_{2к}$ принимается индуктивным без учета емкостной проводимости линии, что вносит ошибку при длине линии больше 300 км [Л. 6];

в) необходимости обеспечения чувствительности пусковых органов на линии со стороны шин мощной станции.

Для устранения вышеуказанных дефектов защиты ДФЗ-401 рекомендуется установка дополнительного фильтра третьей гармоники.

Так как в сети 330 кв имел место еще один случай ложного срабатывания защиты ДФЗ-402 (без емкостной компенсации) на линии длиной 135 км при отключении короткого замыкания на шинах мощной станции на расстоянии больше 600 км, то и в пусковых органах всех защит ДФЗ-402 в сети 330 кв существующие фильтры пятой гармоники перестроены на третью.

Выводы. 1. В сети 330 кв и выше необходимо считаться с процессами, вызванными включением на холостом ходу мощных трансформаторов или автотрансформаторов.

2. Переходный процесс включения трансформатора связан с появлением высших гармоник в токах и напряжениях. При этом токи и напряжения гармоник, кратных трем, в основном не образуют нулевую последовательность.

3. Предложенные мероприятия обеспечивают отстройку от влияния третьей гармоники на работу устройств релейной защиты.

Академик Виктор Сергеевич КУЛЕБАКИН

(к 75-летию со дня рождения)

30 октября 1966 г. академику Виктору Сергеевичу Кулебакину исполнилось 75 лет.

В. С. Кулебакин известен как выдающийся специалист и новатор в области электротехники. Ему принадлежат широко известные фундаментальные научные работы по основным вопросам электромашиностроения, электроаппаратостроения, автоматики и телемеханики, светотехники, электрического зажигания, электрооборудования самолетов, авиационной и автомобильной электротехники.

Виктор Сергеевич родился в 1891 г. в семье сельского учителя. В 1909 г. он окончил с золотой медалью Набильковское коммерческое училище в Москве и поступил в Московское высшее техническое училище, которое окончил в мае 1914 г. с отличием и получил звание инженера-механика.

После окончания МВТУ В. С. Кулебакин был рекомендован для подготовки к профессорскому званию, но разразившаяся империалистическая война помешала этому; в октябре 1914 г. он был мобилизован в армию и отправлен на фронт.

Военная служба В. С. Кулебакина в старой армии протекала с 1914 по 1918 гг. в авиационных частях. В 1915 г. ему была присвоена квалификация пилота-авиатора, а затем он окончил теоретические курсы в Гатчинской школе военных летчиков.

В 1916 г. Виктор Сергеевич Кулебакин был привлечен профессором Н. Е. Жуковским к преподаванию курса авиационных двигателей в МВТУ, а в сентябре 1917 г. был избран преподавателем электротехники в МВТУ. С этого времени начинается его основная педагогическая и научная деятельность.

Через три года после начала работы в МВТУ В. С. Кулебакин был избран по конкурсу профессором Механико-электротехнического института им. Ломоносова, а в 1922 г. — профессором МВТУ. В 1923 г. он был приглашен для работы на должность заведующего кафедрой электротехники в Воен-



но-воздушную академию им. Н. Е. Жуковского. В 1926 г. В. С. Кулебакин возглавил созданную им новую кафедру и лабораторию электроаппаратостроения. В период с 1934 по 1937 г. Виктор Сергеевич занимал должность заместителя директора МЭИ.

В 1933 г. В. С. Кулебакин был избран членом-корреспондентом, а в 1939 г. — действительным членом Академии наук СССР, что явилось актом признания его больших заслуг перед советской наукой.

Перу В. С. Кулебакина принадлежит более 300 научных работ. Его фунда-

ментальный труд «Испытание электрических машин и трансформаторов» (1928, 1935 гг.) обобщил все новейшие достижения в области испытания электрических машин и был удостоен премии им. В. И. Ленина Наркомата просвещения.

В труде «Пусковые и регулирующие реостаты» (1929, 1932 гг.), отмеченном также премией им. В. И. Ленина Народного Комиссариата просвещения, В. С. Кулебакин разработал и обобщил теорию и методы расчета пуско-регулирующей аппаратуры. Эта книга до сих пор является одним из основных учебных пособий по электрическим аппаратам.

В. С. Кулебакином была разработана теория конденсаторных асинхронных двигателей и предложена система переменного тока для рудничных электровозов, за внедрение которых в 1950 г. он был удостоен Государственной премии.

Проблеме автоматизации народного хозяйства В. С. Кулебакин посвятил значительную часть своих исследований. В Институте автоматики и телемеханики АН СССР он провел большие исследования импульсного регулирования скорости вращения электродвигателей.

В. С. Кулебакином создана теория работы электромашинных усилителей и обоснована возможность их использования в схемах автоматических следящих систем и авиации.

Особо стоит отметить получившие в настоящее время заслуженное признание в широких научных кругах в СССР и за рубежом работы В. С. Кулебакина по разработке теории инвариантности и использованию ее для создания наиболее совершенных систем автоматики.

В научной деятельности В. С. Кулебакина особое место занимают исследования в области авиационной электротехники. Им созданы фундаментальные труды, способствующие прогрессу электрификации летательных аппаратов. Эти работы, обобщенные В. С. Кулебакиным вместе со своими учениками в капитальной трехтомной монографии «Электрификация самолетов», были

4. Более высокие гармоники в токах и напряжениях имеют меньшее влияние, так как по величине они ничтожны.

Литература

1. Сергеев П. С., Электрические машины, Госэнергоиздат, 1962.
2. Neugebaug H., Selektivschutz, Y. Springer, 1955.
3. Лихачев Ф. А., Перенапряжения при отключениях разъединителями ненагруженных трансформаторов с индуктивностями в нейтралях, «Электрические станции», 1963, № 4.

4. Сапир Е. Д., Влияние емкостной проводимости линий на работу высокочастотной дифференциально-фазной защиты, «Электричество», 1956, № 3.

5. Бринкис К. А., Сочетание быстродействующих защит с ОАПВ на линиях с ответвлениями, «Электрические станции», 1965, № 9.

6. Кочетов В. В., Сапир Е. Д. и Якубсон Г. Г., Наладка и эксплуатация релейной части дифференциально-фазных высокочастотных защит линий 400—500 кв (ДФЗ-401 и ДФЗ-402), Госэнергоиздат, 1962.



удостоены в 1961 г. премии АН СССР им. П. Н. Яблочкива и являются единственными в данной области как у нас, так и за рубежом, служат учебником для студентов, а также ценным пособием для инженеров при проектировании систем автоматического и электрического оборудования летательных аппаратов. Работы В. С. Кулебакина в области авиационной электротехники и автоматики особенно интенсивно проводились во время Великой Отечественной войны, оказывая непосредственную помощь Советской Армии.

Научная и практическая деятельность В. С. Кулебакина всегда сочеталась с большой педагогической работой. Умелый и опытный педагог, В. С. Кулебакин воспитал многочисленную группу учеников и последователей, среди

которых имеются академики, доктора и кандидаты технических наук, занимающие в настоящее время руководящие должности в промышленности, научно-исследовательских организациях и высших учебных заведениях.

Виктор Сергеевич является членом редколлегии журналов «Электричество», «Автоматика и телемеханика», «Известия АН СССР» (серия техническая кибернетика), состоит научным консультантом института Автоматики и телемеханики АН СССР. Возглавляет комиссию по изданию трудов и материалов ГОЭЛРО.

В 1961 г. В. С. Кулебакину присвоено почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР. В 1965 г. за выдающиеся работы в области автоматики и энергетики ему присвоено зва-

ние почетного доктора наук Будапештского политехнического университета. За выдающиеся научные работы он награжден Большой серебряной медалью Академии наук Чехословакии.

Выдающиеся заслуги В. С. Кулебакина в развитии отечественной науки получили высокую оценку: он награжден двумя орденами Ленина, орденом Красного Знамени, тремя орденами Красной звезды, орденом Трудового Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета» и медалями.

От всей души поздравляем Виктора Сергеевича и желаем ему здоровья и дальнейших успехов в его огромной и плодотворной работе на благо нашей великой Родины.

Группа товарищей

Выписывайте журнал „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО“

«Электричество» — научно-технический журнал, орган Академии наук СССР, Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике и Центрального Правления Научно-технического общества энергетической промышленности

Журнал «Электричество» основан в 1880 г.

Он публикует статьи, в которых освещаются проблемы электроэнергетики, связанные с выполнением ленинского плана сплошной электрификации страны.

Пропагандирует передовые научно-технические знания и методы в области электричества, а также результаты научно-исследовательских работ и опыт эксплуатации электротехнических установок. На его страницах помещаются статьи и материалы, рассказывающие о теоретических и научных экспериментах в области теоретической электротехники, производства, распределения и применения электрической энергии, электрических машин, трансформаторов, аппаратов, электротехнических материалов и кабелей.

Показывает, как используются современные электронные устройства и вычислительные машины в энергетике, информирует о новых источниках электрической энергии.

Помещает на своих страницах обзор наиболее интересных материалов иностранной электрической периодики и обзорные материалы, предназначенные для расширения научно-технического кругозора инженеров и научных работников.

Подписку на него можно оформить в отделениях связи, агентствах „Союзпечать“ или у общественного распространителя печати по месту работы или учебы.

В розничную продажу журнал не поступает.

Сообщает о важнейших событиях в электротехнике, решениях технических конференций, юбилейных и памятных датах и освещает вопросы истории электротехники.

Регулярно проводит научно-технические дискуссии и помещает рецензии на вышедшие книги.

Обслуживает читателей по их просьбе научно-технической консультацией.

Журнал «Электричество» рассчитан на научных работников и широкие круги инженеров-электриков, направлен на оказание им действенной помощи в разработке и решении важнейших теоретических и практических задач, возникающих в работе по электрификации всех отраслей народного хозяйства.

Объем — 12 печатных листов.

Периодичность — 12 номеров в год.

Подписная цена: на год — 9 руб. 60 коп., на 6 мес. — 4 руб. 80 коп.

Цена одного номера 80 коп.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

**В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, И. П. Богородицкий, В. А. Веников,
Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский,
П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора),
Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор),
А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.**

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 16/IX 1966 г.

Формат бумаги 60×90^{1/8},
T-12806

Печ. л. 12
Тираж 11 167 экз.

Подписано к печати 27/X 1966 г.

Уч.-изд. л. 13,7

Зак. 2614

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

100-летие Научно-технических обществ		
Д. Е. Артемьев — Статистические распределения кратностей коммутационных перенапряжений, возникающих на линии в процессе трехфазного АПВ	1	М. П. Сахаров — Исследование дисперсионного фазового регулятора
Ю. М. Гусев и К. П. Кадомская — Эффективность применения выключателей с сопротивлениями двухстороннего действия при ограничении внутренних перенапряжений	3	В. М. Терехов — Учет упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников
Т. А. Алиев — Статистическая обработка графической информации энергетических объектов	8	С. Г. Блантер, Ю. С. Жуков и И. И. Суд — Исследование колебаний ротора синхронного двигателя привода буровой лебедки
М. П. Розенкрап — Определение места замыкания на землю по токам и напряжениям нулевой последовательности на линиях электропередачи с ответвлениями	13	В. П. Якушев — Уменьшение потери выходного напряжения каскадного генератора
В. М. Клейнер — Метод отыскания замыкания на землю на линиях с ответвлениями	17	П. С. Лившиц — Физические основы формирования коммутирующих свойств электрощеточных материалов
В. В. Юхов — Автоматизация регулирования возбуждения мощных синхронных двигателей	22	В. Н. Егоров — Электризация горючих диэлектрических жидкостей в производственных процессах
И. Б. Рубашкин и К. И. Палк — Повышение динамической точности следящего привода фрезерных станков с цифровым программным управлением	25	СООБЩЕНИЯ
Е. М. Ветлугин и Р. Н. Урманов — Некоторые вопросы теории комбинированного регулирования напряжения трансформатора	30	А. П. Рудаков, М. И. Бессонов, М. М. Котон и Ф. С. Флоринский — Лакопленочный многослойный конденсатор с однородным диэлектриком из полимера
Г. С. Кучинский и Г. Г. Лысаковский — Влияние проводимости и вязкости пропитывающего состава на характеристики частичных разрядов при постоянном напряжении в бумажно-масляной изоляции	37	О. М. Богатырев — Схемы замещения многообмоточных трансформаторов при электрической связи между вторичными обмотками
Дж. А. Аветисян и А. И. Бертинов — Динамическое программирование расчета оптимальных электрических машин на ЦВМ	41	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ
Г. А. Бугаев — О критериях для оценки электромагнитов	46	А. Ф. Березовский — Об одном упрощении при расчетах цепей
	51	К. А. Бринкис — Исследование действия дифференциально-фазной защиты сети 330 кв при включении силового автотрансформатора
		ХРОНИКА
		Академик Виктор Сергеевич Кулебакин



CONTENTS

100-year Anniversary of Scientific Technical Societies	1	On Criteria for Appraising Electromagnets — G. A. But- gaev	51
Statistical Distributions of Switching Overvoltage Levels on Lines During Three-phase Auto-reclosure — D. E. Artemiev	2	A Study of Discrete Phase Regulator — M. P. Sakharov	56
The Effectiveness of Circuit Breakers with Two-way Resistors for Limiting Switching Overvoltages — U. M. Gusev, K. P. Kadomskaya	3	Accounting for the Resilience of Long Cables in the Dynamics of the Motor Drive for Hoists — V. M. Ter- ekhov	60
Statistical Processing of Graphical Information on Power Installations — T. A. Aliev	4	Oscillations of the Rotor in the Synchronous Drive Motor of a Drilling Winch — S. G. Blanter, U. S. Djukov, I. I. Sud	66
Locating the Ground Fault Point from Zero Sequence Currents and Voltages on Tapped Transmission Lines — M. P. Rosenknop	5	Reducing the Drop in the Output Voltage of a Cascade Generator — V. P. Yakushev	69
A Method for Locating Ground Faults on Tapped Transmission Lines — V. M. Kleiner	6	The Physics of How the Commutating Properties of Motor Brush Materials are Formed — P. S. Liwschitz	74
Automation for the Field Regulation of Large Synchronous Motors — V. V. Ukhov	7	Electrization of Inflammable Dielectric Fluids in Industrial Processes — V. N. Egorov	77
Improving the Dynamic Accuracy of the Servo Drive for Milling Machines with Digital Programmed Control — I. B. Rubashkin, K. I. Palk	8	REPORTS	
Some Theoretical Questions on Combined Voltage Regulation for Transformers — E. M. Veltugin, R. N. Urmanov	9	A Varnished Film Multi-layer Capacitor with a Homogeneous Polyimide Dielectric — A. P. Rudakov, M. I. Bes- sonov, M. M. Kotov, F. S. Florinski	84
How the Conductivity and Viscosity of the Impregnating Compound Influences the Partial Discharge Characteristic of Paper—Oil Insulation for an Applied D. C. Voltage — G. S. Kuchinski, G. G. Lisakovski	10	Equivalent Circuits for Multi-winding Transformers Whose Secondaries are Connected Electrically — O. M. Bogati- rev	86
Dynamic Programming in the Design of Optimum Electrical Machines on a Digital Computer — J. A. Avez- tian, A. I. Bertinov	11	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Concerning one Simplification in Circuit Calculations — A. F. Berezovski	12	A Study of the Performance of Phase Comparison Relays in 330 kV Networks When Switching in a Power Autotransformer — K. A. Brinkis	88
	13		91

