



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1989

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

12

УДК 621.316.1:621.398.001.24

Асинхронные телеинформационные системы для распределительных электрических сетей

БЕРЛИН Н. С., ПОНОМАРЕВ А. М., ТОРБАН М. Н.

Работы в направлении создания средств передачи телемеханической информации по распределительным электрическим сетям на тональных частотах позволили внедрить в серийное производство первые отечественные телемеханические системы для объектов сетей 6—10 кВ — ТМРС-10 [1, 2] и КТМ-50 [3]. Названные системы обеспечивают передачу информации с контролируемых пунктов (КП), распределенных по электрической сети, на пункт управления (ПУ), устанавливаемый, как правило, на опорной подстанции (ОП). Система ТМРС-10 позволяет также передавать команды с ПУ на КП.

Специфика используемых тональных каналов связи (низкая скорость передачи сигналов, сложность использования нескольких рабочих частот, объединение отдельных линий-каналов общей шиной на ОП, возможность изменения привязки КП к линии в процессе эксплуатации) не позволила в разработанных системах применить устройства телемеханики, выпускаемые промышленностью. Поэтому для системы ТМРС-10, работающей по двустороннему одночастотному каналу связи (аппаратура АТКС-10), было разработано специальное устройство телемеханики — ТРС-1 [1], а в состав системы КТМ-50, использующей одночастотный симплексный канал связи, вошло специально разработанное устройство телемеханики асинхронного типа [3].

Устройство телемеханики ТРС-1 циклического типа с принудительной синхронизацией работы аппаратуры на каждом из КП с ПУ требует наличия равностороннего двустороннего

канала связи. Аппаратура АТКС-10 обеспечивает функционирование требуемого канала связи лишь на подстанциях мощностью не более 25 МВ·А, что определяется параметрами высоковольтного устройства присоединения передатчика на ОП. Поэтому возможности внедрения ТРС-1 будут ограничены мощностью ОП, а в ряде случаев сложностью и неэкономичностью использования высоковольтного устройства присоединения передатчика на ОП.

Использование асинхронных режимов работы устройств телемеханики КП обеспечивает решение задач телесигнализации в электрических сетях, питающихся от ОП любой мощности, так как в этом случае достаточно наличия симплексного канала связи [3, 4].

Асинхронные режимы работы устройств телемеханики отдельных КП могут быть также использованы и при построении аппаратуры с двусторонним каналом связи для повышения надежности получения первостепенной информации с КП при выходе из строя канала передачи информации с ПУ на КП [5].

С учетом невысоких требований к скорости передачи информации с КП в электрических распределительных сетях 6—10 кВ (время от возникновения информации на КП до получения ее на ПУ может составлять 40—60 с) открывается перспектива использования асинхронного принципа передачи информации с многократным повторением посылок [4].

Применение в этом случае одночастотного симплексного канала связи позволяет создавать

системы с использованием наиболее благоприятной рабочей частоты и с высокой степенью унификации отдельных устройств (устройств присоединения на ОП и КП, усилителей мощности) и блоков (модуляторов, демодуляторов).

При использовании симплексного канала связи сигналы с отдельных КП передаются спорадически в случае изменения информации, либо с заданной периодичностью, что обеспечивает контроль исправности линии связи и аппаратуры системы телемеханики [6].

Каждая из посылок с КП содержит закодированную информацию об адресе КП и о положении контролируемых датчиков.

Асинхронный режим работы при повторе посылок и время периодического запуска аппаратуры на отдельных КП задаются временными блоками КП. От алгоритма работы временного блока КП во многом зависит вероятность прохождения информации и время задержки в приеме информации на ПУ, так как совпадающие по времени посылки от отдельных КП во избежание приема ложной информации на ПУ бракуются.

Поскольку асинхронным системам присуще взаимное подавление информации, целью данной статьи является определение численных значений вероятностей прохождения информации и времени задержки в приеме информации (T_3) в зависимости от длительности посылки (T_n), определяемой скоростью передачи, объемом информации и защищенностью кода, от периодичности запуска аппаратуры на КП (T_k), диктуемой требованием контроля или обновления текущей информации, и от количества КП, работающих по одному каналу связи.

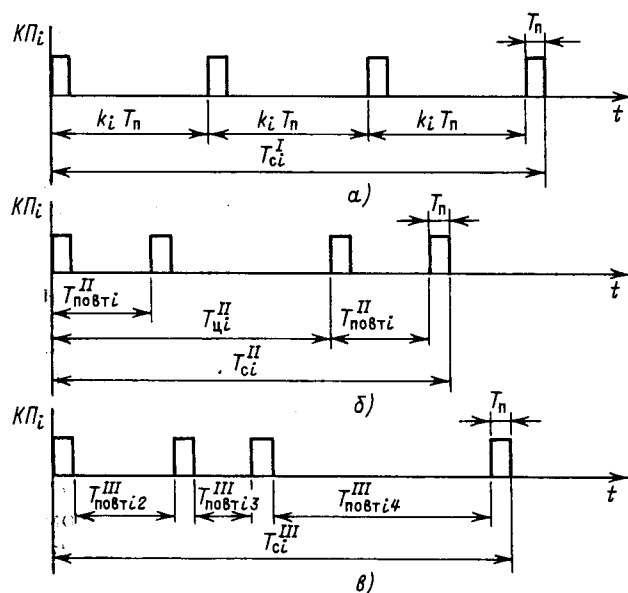


Рис. 1. Варианты четырехкратного повтора посылок с КП (а — первый вариант; б — второй, в — третий)

Возможность повышения вероятности прохождения посылок с отдельных КП за счет исключения их взаимного наложения путем контроля занятости канала связи в настоящей статье не рассматривается, так как особенности построения тональных каналов связи по электрическим сетям не всегда позволяют реализовать взаимное прослушивание работы КП. Не рассматриваются также требования к степени защиты кода для надежной браковки посылок при их взаимных наложениях.

В статье анализируются (рис. 1) три алгоритма четырехкратного повтора посылок с КП [6—8], которые показали достаточные вероятности прохождения информации при рассмотрении совпадения времени работы трех КП [9].

Первый вариант [7]. Первая посылка передается при изменении состояния объекта. Начало каждой последующей посылки относительно начала предыдущей определяется по закону

$$T_{\text{повт } i}^I = k_i T_n, \quad (1)$$

где i — номер КП; k_i — число, выбранное из ряда простых чисел (3; 5; 7 и т. д.).

Длительность серии из четырех посылок в этом варианте определяется по формуле:

$$T_{ci}^I = 3k_i T_n + T_n. \quad (2)$$

Второй вариант [6]. Первая посылка серии передается с КП при изменении состояния объекта. Вторая посылка серии передается относительно начала первой посылки через время повтора, определяемое формулой

$$T_{\text{повт } i}^{II} = T_n(i+1) + \frac{T_n}{p} i = T_n(1+i + \frac{1}{p} i),$$

где p — коэффициент, позволяющий в процессе анализа увеличивать время повтора между посылками с учетом искажения элементарного импульса в канале связи.

Третья посылка серии передается через время цикла ($T_{ци}$) от начала первой посылки. Время цикла для первого КП определяется выражением

$$T_{ци}^{II} = T_{\text{повт max}}^{II} + T_n(1 + 1/p),$$

а для последующих КП время цикла определяется формулой:

$$T_{ци}^{II} = T_{ци(i-1)}^{II} + T_{\text{повт}(i-1)}^{II} + T_n(1 + 1/p).$$

Четвертая посылка серии передается через время $T_{\text{повт}}^{II}$ относительно начала третьей посылки.

Длительность серии из четырех посылок во втором варианте можно определить по выражению

$$T_{ci}^{II} = T_{ци}^{II} + T_{\text{повт } i}^{II} + T_n. \quad (3)$$

Третий вариант [8]. Для любого КП начало каждой последующей посылки в серии отстоит от конца предыдущей на время повтора, опре-

деляемое формулой

$$T_{\text{повт}ij}^{\text{III}} = T_n \lambda_{ij},$$

где λ_{ij} — значение случайной величины, имеющей равномерное распределение на интервале $[0, 1]$; индекс j — номер посылки в серии; T_n — задаваемое значение временного интервала.

Длительность серии из четырех посылок в этом варианте составит:

$$T_{\text{ср}}^{\text{III}} = \sum_{j=2}^4 T_{\text{повт}ij}^{\text{III}} + 4T_n = \sum_{j=2}^4 \lambda_{ij} T_n + 4T_n. \quad (4)$$

Значение T_n может варьироваться при анализе в широких пределах, но для сопоставимости рассматриваемого варианта с двумя предыдущими при одинаковом количестве работающих КП запишем условие, определяющее значение T_n :

$$T_{\text{ср}}^{\text{III}} = 0,5(T_{\text{с max}}^{\text{I}} + T_{\text{с max}}^{\text{II}}). \quad (5)$$

Принимая во внимание, что математическое ожидание случайной величины, равномерно распределенной на интервале $[0, 1]$, равно 0,5, математическое ожидание значения $T_{\text{с}}^{\text{III}}$ можно определить по выражению

$$T_{\text{ср}}^{\text{III}} = 1,5T_n + 4T_n. \quad (6)$$

Подставляя в (5) выражения (2), (3) и (6), получим формулу для определения значения T_n при сопоставлении рассматриваемых вариантов алгоритмов работы временных узлов КП:

$$1,5T_n + 4T_n = 0,5[(k_{\text{max}} T_n + T_n) + (T_{\text{повт max}}^{\text{II}} + T_{\text{ц max}}^{\text{II}} + T_n)]$$

или

$$T_n = (k_{\text{max}} - 2) T_n + \frac{1}{3} (T_{\text{повт max}}^{\text{II}} + T_{\text{ц max}}^{\text{II}}). \quad (7)$$

Формула для определения времени повтора при этом примет вид:

$$T_{\text{повт}ij}^{\text{III}} = [(k_{\text{max}} - 2) T_n + \frac{1}{3} (T_{\text{повт max}}^{\text{II}} + T_{\text{ц max}}^{\text{II}})] \lambda_{ij}. \quad (8)$$

Изменится соответственно и формула для определения длительности серии из четырех посылок:

$$T_{\text{ср}}^{\text{III}} = \sum_{j=2}^4 \lambda_{ij} [(k_{\text{max}} - 2) T_n + \frac{1}{3} (T_{\text{повт max}}^{\text{II}} + T_{\text{ц max}}^{\text{II}})] + 4T_n. \quad (9)$$

Так как практически невозможно провести аналитическое исследование характеристик рассмотренных асинхронных систем, что объясняется случайностью и неопределенностью в запуске любого КП в реальной обстановке, определение

искомых характеристик производилось численными методами на специально разработанной имитационной математической модели [10] с применением ЭВМ. При этом поведение асинхронной системы описывалось моделью случайного, равновероятного запуска каждого из КП, выбираемого на интервале времени, равном T_n , и не зависящего от запуска остальных КП. На этой модели оценивались три вышеописанных варианта, обеспечивающие функционирование асинхронной телеинформационной системы, с целью получения численных характеристик, необходимых для анализа и сравнения предложенных вариантов между собой, а также для выработки рекомендаций по выбору временных параметров системы.

Для каждого варианта моделировался основной режим работы системы, при котором моменты начального запуска всех КП задавались случайным образом на интервале $[0, T_n]$ при помощи программы псевдослучайных чисел с равномерным распределением независимых случайных величин на интервале $[0, 1]$.

Кроме того, имитировался одновременный запуск всех КП, т. е. режим работы, возникающий при восстановлении напряжения в электрической сети со стороны ОП, питающей эту сеть.

Для каждого варианта во всех случаях рассчитывались в соответствии с его алгоритмом моменты трех последующих посылок в серии. Если момент начала посылки любого КП отличался от момента начала какой-либо посылки любого другого КП на время большее, чем T_n , то эти посылки считались принятыми на ПУ. В противном случае посылки считались наложенными друг на друга и не принятыми на ПУ. В процессе расчета по каждому КП подсчитывалось количество посылок, прошедших на ПУ, и определялось для каждого КП время от его запуска до первого прохождения его посылки на ПУ, чем фактически определялось время задержки (T_3) в приеме информации.

Максимальное количество КП при расчетах было принято равным 10, поскольку известно, что эффективность асинхронных систем снижается при увеличении количества КП как из-за взаимного подавления информации [4], так и вследствие значительного увеличения длительности интервала времени, необходимого для передачи серии посылок [формулы (2), (3), (9)]. Расчеты проводились для 3, 5, 7 и 10 КП, работающих на один ПУ.

Длительность времени контроля T_k варьировалась от одного часа до 10 мин с шагом 5—10 мин, так как, с одной стороны, неисправность аппаратуры должна быть выявлена в максимально сжатые сроки, но, с другой, эффективность системы при частых запусках КП падает из-за взаимного наложения посылок. Учитыва-

Номер варианта	T_n, c	Количество КП	P_0			P_1		
			$T_k=10 \text{ мин}$	$T_k=25 \text{ мин}$	$T_k=60 \text{ мин}$	$T_k=10 \text{ мин}$	$T_k=25 \text{ мин}$	$T_k=60 \text{ мин}$
I	3	10	0,0061		0	0,9939		1,0
	6	3		0			1,0	
		5		0,0004			0,9996	
		7		0,001			0,999	
		10	0,0229	0,0025	0,0003	0,9771	0,9975	0,9997
	12	10	0,0653		0,0016	0,9347		0,9984
II	3	10	0,0065		0,0004	0,9935		0,9996
	6	3		0,001			0,999	
		5		0,0014			0,9986	
		7		0,0018			0,9982	
		10	0,0311	0,004	0,0002	0,9689	0,996	0,9998
	12	10	0,0744		0,034	0,9256		0,9966
III	3	10	0,0022		0	0,9978		1,0
	6	3		0,0003			0,9997	
		5		0,001			0,999	
		7		0,0013			0,9987	
		10	0,0139	0,002	0,0006	0,9861	0,998	0,9994
	12	10	0,0189		0,0018	0,9811		0,9982

лось и то, что T_k должно превышать длительность серии запусков КП с максимальным номером.

Длительность информационной посылки T_n определяется как свойствами тонального канала связи (в существующих системах скорость передачи 5—6,5 бод [1, 3]), так и требованием применения в асинхронных системах эффективного помехоустойчивого кодирования [4]. При расчетах T_n принималась равной 3, 6 и 12 с.

Расчет велся на ЭВМ ЕС-1033. В каждом варианте имитировалось по 1000 запусков. По результатам всех запусков в каждом варианте были получены средние по каждому КП и по всей системе показатели: вероятности прохождения на ПУ не менее одной, двух, трех и четырех посылок — соответственно P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , вероятность непрохождения посылок P_0 , а также время запаздывания в приеме информации T_3 .

Коэффициент p при расчете второго варианта был принят равным 30, что обеспечивает учет максимального искажения элементарного импульса ($T_n/30=100-400 \text{ мс}$).

Результаты моделирования работы системы в основном режиме при максимальном количестве КП. В табл. 1 приведены средние по всем КП значения вероятности прохождения посылок на ПУ. Отличие средних значений по КП

от среднего значения по системе не превышало 5 %. Видно, что системы, временной блок которых построен по алгоритму третьего варианта, имеют лучшие показатели по вероятности прохождения не менее одной, двух, трех и четырех посылок. Первый и второй варианты близки друг к другу. С увеличением T_k , так же как и с уменьшением T_n , вероятность прохождения информации увеличивается во всех вариантах. При увеличении T_k характеристики первого варианта становятся лучше показателей второго варианта и по своим значениям приближаются к характеристикам третьего варианта.

Учитывая то, что в реальных каналах связи к непрохождению посылок на ПУ могут приводить также помехи канала связи, полная вероятность прохождения посылок на ПУ должна определяться с учетом вероятностей искажения элементов кода посылок помехами. Поэтому при отсутствии численных значений вероятностей искажения элементов кода наибольший интерес представляют характеристики для вероятностей прохождения на ПУ более одной посылки.

Для примера на рис. 2 представлены зависимости P_2 от времени контроля при различных значениях T_n для трех вариантов исполнения системы. По приведенным кривым можно выби-

Таблица 1

P_2			P_3			P_4		
$T_k=10$ мин	$T_k=25$ мин	$T_k=60$ мин	$T_k=10$ мин	$T_k=25$ мин	$T_k=60$ мин	$T_k=10$ мин	$T_k=25$ мин	$T_k=60$ мин
0,9374		0,9981	0,7093		0,9771	0,2917		0,7933
0,8228	0,9983 0,9922 0,9834 0,963	0,9937	0,4704	0,9553 0,9230 0,8691 0,7806	0,9369	0,1236	0,7863 0,6496 0,4865 0,359	0,6457
0,6665		0,9761	0,2813		0,8329	0,0441		0,4266
0,934		0,9947	0,7097		0,9727	0,3017		0,7959
0,8073	0,9877 0,9826 0,9735 0,9551	0,9888	0,4722	0,9314 0,9136 0,8636 0,7853	0,9289	0,1231	0,823 0,6576 0,5046 0,3881	0,6481
0,6665		0,9648	0,2982		0,8296	0,0467		0,436
0,9488		0,9979	0,7452		0,9783	0,3323		0,7951
0,8913	0,9907 0,988 0,9791 0,9661	0,9913	0,5961	0,9514 0,9236 0,8638 0,7948	0,9354	0,1941	0,796 0,6542 0,5208 0,3931	0,656
0,8438		0,976	0,5026		0,8358	0,1402		0,4478

рять минимально допустимое время контроля, обеспечивающее заданное значение вероятности прохождения информации (например, для $P_2=0,95$).

В табл. 2 приведены значения минимально допустимого времени контроля $T_{k\min}$ при различной длительности T_n , при которых в любом из вариантов прохождения на ПУ не менее двух посылок обеспечивается с вероятностью, равной 0,95, а также значения $T_{k\min}$, обеспечивающие P_2 , равную 0,97 и 0,98 при длительности $T_n=6$ с.

Помимо вероятностей прохождения информации на ПУ при расчете на ЭВМ рассматривалось и время запаздывания приема информации, обусловленное наложением информационных посылок, которое рассчитывалось как задержка первой принятой с КП посылки по отношению к запуску КП. На рис. 3 приведены зависимости среднего по 10 КП времени запаздывания приема посылки от времени контроля T_k при различных значениях T_n . Отличие средних значений по КП от среднего значения по системе не превышало 30 %. По этому показателю лучший результат можно получить при построении системы по варианту II, близкие к нему показатели — в варианте I, тогда как в варианте III получаются

наибольшие значения $T_{з.ср.}$. На кривых отмечены точки, по которым можно определить $T_{з.ср.}$ при построении систем с минимально допустимым T_k , выбранным по табл. 2 и обеспечивающим прохождение информации с P_2 , равной 0,95. $T_{з.ср.}$ при минимальном T_k равно $5T_n$, $3T_n$ и $10T_n$ соответственно для первого, второго и третьего вариантов.

Расчет вероятности непрохождения информации подряд при двух запусках системы показал, что для самого тяжелого случая ($T_n=12$ с; $T_k=10$ мин; вариант II) она не превышает 0,005, а, например, для системы, выполненной по варианту I, при $T_n=6$ с и $T_k=60$ мин это значение равно $0,9 \cdot 10^{-7}$. Поэтому время проверки прихода информации для контроля системы на ПУ не следует завышать, а можно принять равным $2T_k + T_{с.ср.}$.

Результаты моделирования работы системы в основном режиме при изменении количества работающих КП. В реальных случаях, например в неразветвленных сетях маломощных подстанций или при подключении ПУ к отдельным контролируемым фидерам, на один ПУ работает менее 10 КП. При этом без ущерба для вероятности прохождения посылок на ПУ можно снизить T_k , уменьшив тем самым время обновления

Таблица 2

Номер варианта	Вероятность P_2	Длительность T_n , с	$T_{k \min}$ (мин) при количестве КП, равном		
			5	7	10
I	0,95	3 6 12	— 10,25 —	— 14,75 —	11,5 22,5 45
	0,97	6	—	—	28,5
	0,98	6	—	—	35
II	0,95	3 6 12	— 11,5 —	— 17,25 —	12,5 25 51
	0,97	6	—	—	33
	0,98	6	—	—	41
III	0,95	3 6 12	— 10,15 —	— 14,25 —	10 20 41
	0,97	6	—	—	27
	0,98	6	—	—	34

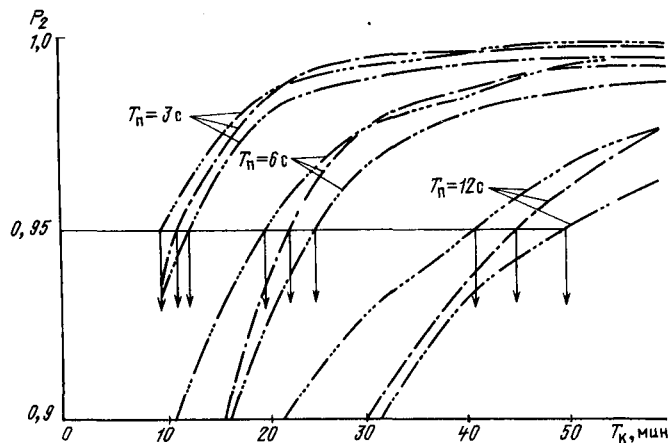


Рис. 2. Зависимости вероятности прохождения не менее двух посылок (P_2) от времени контроля T_k при различных значениях T_n в основном режиме работы системы и 10 КП: — — — I вариант; — · — · — II вариант; — · — · — III вариант

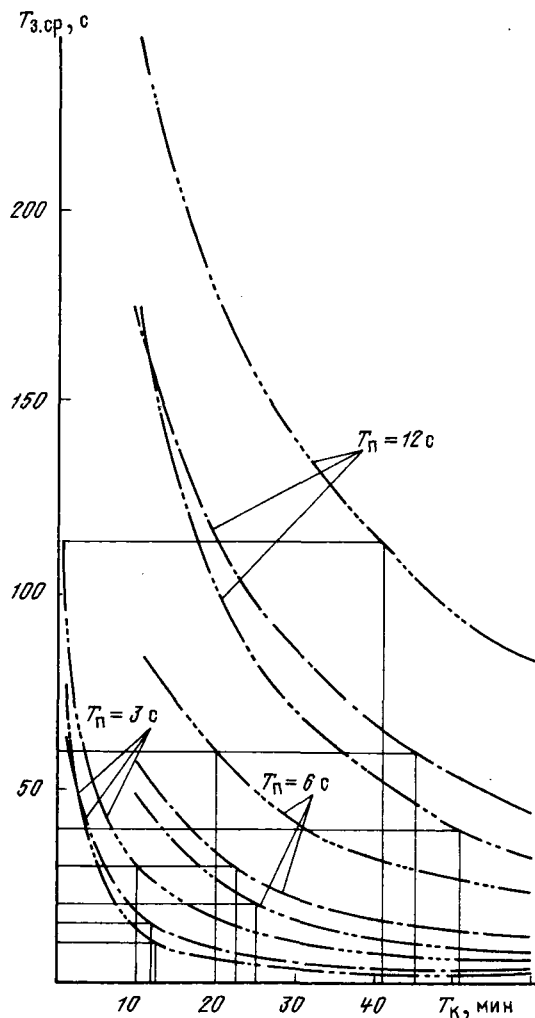


Рис. 3. Зависимости среднего времени запаздывания $T_{з.ср}$ от времени контроля T_k при различных значениях T_n в основном режиме работы системы и 10 КП: — — — I вариант; — · — · — II вариант; — · — · — III вариант

текущей информации на ПУ и время контроля исправности системы и канала связи. Для оценки возможности снижения T_k была смоделирована работа систем при различном количестве КП.

В табл. 1 приведены численные значения вероятностей прохождения информации, полученные для случая $T_n=6$ с и $T_k=25$ мин. Очевидно, что с уменьшением количества работающих КП вероятности прохождения увеличиваются, однако лучшие показатели перераспределяются между вариантами. Так, лучшие показатели по P_2 при работе 3, 5 и 7 КП — в варианте I, а при работе 10 КП — в варианте III.

По $T_{з.ср}$ лучшие показатели у варианта II, в котором оно изменяется от 0,33 T_n до 3,28 T_n при изменении количества КП от 3 до 10. В варианте I $T_{з.ср}$ соответственно составляет (0,38—4,54) T_n , а в варианте III — 0,52—8,34) T_n .

Для случаев работы 5 и 7 КП было определено минимально допустимое T_k , обеспечивающее P_2 , равную 0,95. В табл. 2 приведены значения этих параметров.

Результаты моделирования работы системы в режиме одновременного запуска всех 10 КП. При восстановлении работы системы после отключения и последующей подачи напряжения со стороны ОП 1-я посылка со всех КП идет в один и тот же момент времени и, следовательно,

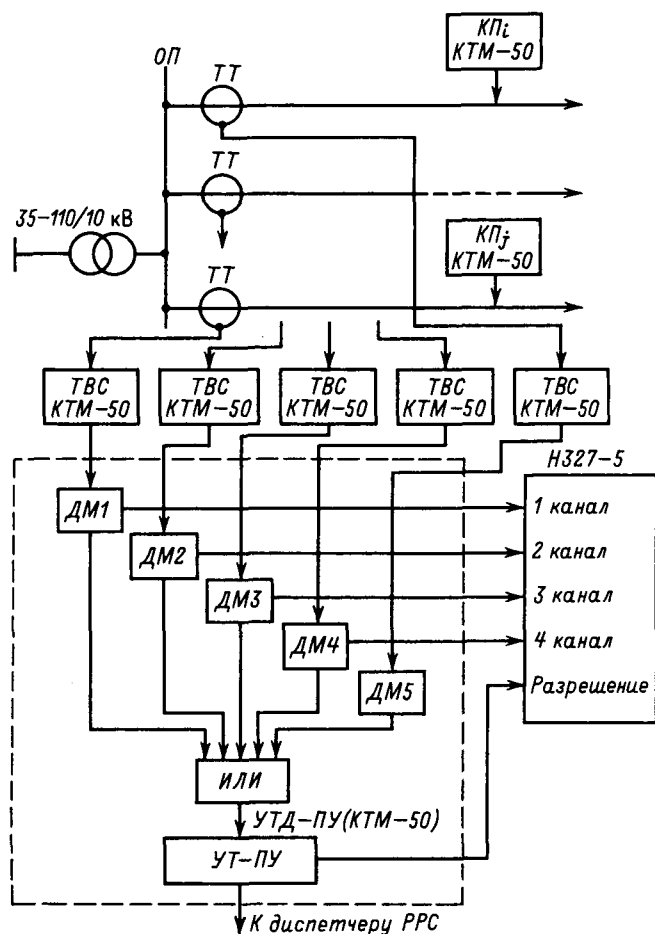


Рис. 4. Схема эксперимента в электрических сетях

не проходит. Алгоритмы временного разнесения посылок в вариантах I и II обеспечивают прохождение всех трех последующих посылок с вероятностью P_3 , равной 1. В варианте III значение вероятности P_2 равно 0,7175, а вероятность P_1 равна 0,9599 для любого значения T_n ; $T_{3, \text{ср}}$ во всех вариантах возрастает до значений $16 T_n$, $6,6 T_n$, $42 T_n$ соответственно для вариантов I, II и III.

Результаты экспериментальной проверки характеристик, полученных на имитационной модели. Схема временного алгоритма первого из сравниваемых вариантов реализована в асинхронном телекомплексе КТМ-50, серийно выпускаемом с 1983 г. [3] и позволяющем получить экспериментальным путем характеристики асинхронного режима работы системы. Технические параметры КТМ-50, характеризующие работу телекомплекса в асинхронном режиме, приведены ниже:

максимальное количество КП равно 10;
длительность одной посылки составляет $T_n = 6,4$ с;
четыреждыкратный повтор информационных по-

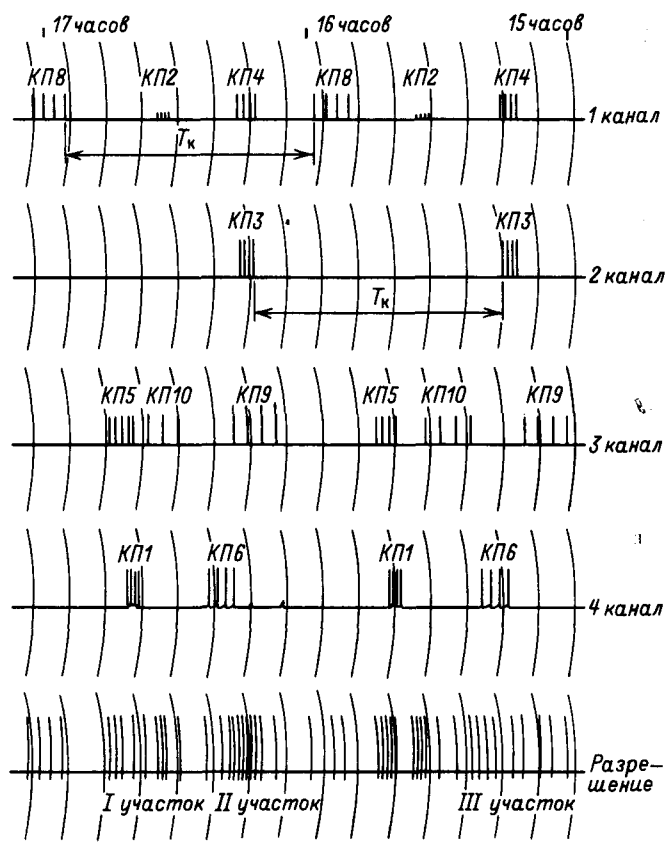


Рис. 5. Диаграмма записи посылок с КП

сылку, время повтора определяется по формуле (1), k_i принимает значения 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31;

все эксплуатируемые системы работают с T_k , равным 56 мин, для изменения относительного временного расположения отдельных КП в режиме контроля отсчет T_k производится от конца предыдущей посылки.

Экспериментальные исследования характеристик асинхронного режима КТМ-50 были проведены на трех различных комплектах, установленных на подстанциях Можайских сетей Мосэнерго.

Схема эксперимента для одного из комплектов приведена на рис. 4. Аппаратура на КП работает в автоматическом режиме. Регистрация приходящей на ОП и поступающей на ПУ информации велась с помощью пятиканального самопишущего вольтметра типа Н 327-5. Четыре канала прибора были подключены на вход пороговых устройств демодуляторов (ДМ), каждый из которых был подключен к одному из контролируемых каналов связи. По каждому из указанных каналов регистрировались на диаграммной ленте (рис. 5) посылки с КП, расположенных на контролируемом канале. В отдельных случаях регистрировались переходные уровни с других каналов, как, например, сигналы с КП2 по пер-

Таблица 3

Номер КП	P_0		P_1		P_2		P_3		P_4	
	эксперимент	расчет	эксперимент	расчет	эксперимент	расчет	эксперимент	расчет	эксперимент	расчет
1	0	0	1,0	1,0	0,9889	0,992	0,9259	0,936	0,6778	0,671
2	0	0	1,0	1,0	0,9946	0,997	0,9566	0,941	0,6667	0,676
3	0	0	1,0	1,0	0,9864	0,993	0,9404	0,925	0,6558	0,699
4	0	0	1,0	1,0	0,9944	0,995	0,9443	0,943	0,6407	0,662
5	0	0,001	1,0	0,999	0,986	0,989	0,9242	0,935	0,6854	0,657
6	0	0,003	1,0	0,997	0,9969	0,984	0,9748	0,938	0,6698	0,694
7	При эксперименте находился в зоне действия другой подстанции; при расчете его запуск не имитировался									
8	0	0	1,0	1,0	1,0	0,994	0,9602	0,939	0,6614	0,659
9	0	0	1,0	1,0	0,997	0,998	0,9313	0,941	0,6925	0,679
10	0	0,002	1,0	0,998	0,9969	0,983	0,9659	0,931	0,6966	0,679
Среднее по КП	0	0,001	1,0	0,999	0,9935	0,9917	0,9471	0,937	0,6719	0,675

вому каналу. Канал, по которому работает КП2, на прибор не был выведен. На пятом канале прибора регистрировался разрешающий выход устройства телемеханики. Появление напряжения на этом выходе говорит о том, что поступающая посылка с КП принята и расшифрована. В случае наложения отдельных посылок от различных КП, работающих по любому из каналов, они бракуются, и напряжение на разрешающем выходе не появляется.

В течение двух месяцев непрерывно регистрировалась информация с девяти КП, удаленных от ОП на различные расстояния, не превышающие 20 км, и соединенных с ОП воздушными и кабельными линиями. На фрагменте диаграммы (рис. 5) показана регистрация с КП1—КП6 и КП8—КП10; КП7 весь период исследований питался от другой подстанции. По диаграмме видно, что на участке I наложились во времени отдельные посылки с КП1 и КП5, с КП1 и КП10, на участке II — КП3 и КП9, а на участке III совпали отдельные посылки КП3 и КП6, КП3 и КП4. Подсчет прошедших на ПУ посылок за два месяца регистрации (всего около 1500 запусков отдельных КП) позволил получить вероятностные характеристики прохождения сигналов (см. табл. 3). Учитывая, что за исследуемый период по каналам 1—4 не отмечалось повышенного уровня помех, приводящих к браковке посылок, были получены величины, в чистом виде характеризующие используемый асинхронный режим работы.

В табл. 3 приведены также результаты расчета аналогичных характеристик, проведенного по имитационной модели на ЭВМ. Все временные параметры (T_n , $T_{повт}$, T_k), количество работающих КП были одинаковыми в эксперименте и расчете. Расхождение в результатах не превышает в среднем 0,3 %. Небольшое завышение значений вероятностей прохождения посылок при эксперименте объясняется тем, что по тех-

ническим причинам в течение 70 % времени эксперимента не работал КП4, 10 % времени — КП3, 5 % времени — КП2 и 1—2 % времени — КП6 и КП8.

Результаты эксперимента на двух других подстанциях (при девяти работающих КП на одной подстанции и при трех работающих КП на один ПУ на другой) также дали хорошее совпадение с расчетными значениями вероятностей, подтвердив тем самым правильность выбора имитационной модели для расчета характеристик режимов работы систем телемеханики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Георгиевская Т. Е., Гожанский Р. А., Митюшкин К. Г. Система телемеханики ТМРС-10 для распределительных электрических сетей 6—10 кВ.— В кн.: Телеинформационные системы реального времени для диспетчерского управления энергосистемами.— Труды ВНИИЭ.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Аппаратура тональных каналов связи по линиям электрических сетей напряжением 6—10 кВ / А. М. Пономарев, Е. С. Толкачева, В. М. Устюков и др.— Энергетика и электрификация. Серия: эксплуатация и ремонт электрических сетей, 1983, вып. 3.
3. Телемеханический комплекс КТМ-50 для распределительных сетей 6—10 кВ / Н. С. Берлин, А. М. Пономарев, Е. С. Толкачева и др.— Электрические станции, 1985, № 4.
4. Венедиктов М. Д., Марков В. В., Эйдуз Г. С. Асинхронные адресные системы связи.— М.: Связь, 1968.
5. А. с. 1257686 (СССР). Система телемеханики / Н. С. Берлин, А. М. Пономарев.— Оpubл. в Б. И., 1986, № 34.
6. А. с. 953603 (СССР). Устройство телесигнализации / Н. С. Берлин, А. М. Пономарев.— Оpubл. в Б. И., 1982, № 31.
7. А. с. 1068966 (СССР). Устройство для передачи и приема информации / Н. Н. Лабзин, А. Б. Уваров, А. С. Акимов, В. И. Бахмутов.— Оpubл. в Б. И., 1984, № 3.
8. А. с. 1149297 (СССР). Устройство телесигнализации / Н. С. Берлин, Н. Н. Лабзин, А. М. Пономарев, А. Б. Уваров.— Оpubл. в Б. И., 1985, № 13.
9. Берлин Н. С. Анализ характеристик асинхронной системы телесигнализации для распределительных сетей 6—10 кВ.— В кн.: Теория и техника передачи сигналов тональной частоты по линиям электрических сетей.— Труды ЭНИН.— М.: 1983.
10. Шеннон Р. Имитационное моделирование систем — искусство и наука.— М.: Мир, 1978.

[23.06.88]

Метод расчета узловых напряжений и токов при трехфазном коротком замыкании в схемах произвольной конфигурации

СПИРИДОНОВ Н. Н., канд. техн. наук, АЗАРОВ В. С., канд. техн. наук
Москва

Рассматривая произвольную сеть, содержащую n узлов, введем следующие обозначения: $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ — номинальные фазные напряжения источников питания; $V_1, V_2, V_3, \dots, V_n$ — узловые напряжения; $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ — индуктивные сопротивления ветвей источников; $J_1, J_2, J_3, \dots, J_n$ — внешние токи, притекающие к узлам, причем для i -го узла $J_i = U_i/x_i$; $y_{kl} = -1/x_{kl}$ — взаимные проводимости между узлами k и l , каждая из которых равна обратной величине сопротивления ветви, соединяющей узлы k и l , взятой со знаком «минус»; y_{ii} — собственные проводимости узлов, равные арифметической сумме проводимостей ветвей, присоединенных к узлу l :

$$y_{ii} = \sum_{i=1}^c y_{ii}, \quad (1)$$

где c — количество ветвей, присоединенных к узлу l , включая ветвь источника питания.

Связь между токами и узловыми напряжениями можно записать в виде следующего матричного уравнения:

$$\vec{Y}\vec{V} = \vec{J}, \quad (2)$$

где \vec{Y} — неособая, квадратная, симметричная матрица проводимостей сети; \vec{V} — многомерный вектор искомых узловых напряжений; \vec{J} — многомерный вектор заданных внешних токов.

Решение матричного уравнения (2) можно производить различными методами. Рассмотрим решение методом неэквивалентных преобразований, который дает наибольшую экономию количества арифметических операций [1].

Сущность метода неэквивалентных преобразований (диагонализации матрицы) заключается в том, что данная матрица приводится к диагональному виду путем последовательного исключения всех ее элементов, не лежащих на главной диагонали. Для исключения всех недиагональных элементов матрицы используется следующее выражение:

$$y'_{ki} = y'_{ik} = y_{ki} + \gamma_{ki}y_{ii}, \quad (3)$$

где k — номер строки матрицы проводимостей; l — номер столбца этой матрицы; $l=1, 2, 3, \dots, n$; n — порядок матрицы \vec{Y} .

Если в выражении (3) принять

$$\gamma_{kl} = -y_{kl}/y_{ii}, \quad (4)$$

то элементы k -й строки и l -го столбца (а также l -й строки и k -го столбца) становятся равными нулю: $y_{kl} = y_{lk} = 0$. При этом изменяются только элементы k -й строки и k -го столбца матрицы, а также ток, притекающий к узлу k , и напряже-

ние узла l :

$$\begin{aligned} J'_k &= J_k + \gamma_{kl}J_l; \\ V'_l &= V_l - \gamma_{kl}V_k. \end{aligned} \quad (5)$$

Такие преобразования повторяют для $k=2, 3, 4, \dots, n$ и $l=1, 2, 3, \dots, (n-1)$ и в результате приводят матрицу к диагональному виду.

Схемной интерпретацией произведенных преобразований является приведение сложной электрической сети к виду многолучевой разомкнутой звезды. Хотя узловые напряжения преобразованной схемы не равны узловым напряжениям исходной схемы, последние могут быть найдены с помощью выражений (3) — (5).

Производя преобразования в соответствии с выражениями (3) — (5), получим для схемы с n узлами, не считая узла к. з. (см. приложение):

$$V_i = \frac{\sum_{r=1}^i \alpha_{ir} J_r}{\sum_{r=1}^i \alpha_{ir} y_{ir}} + \sum_{j=i+1}^n \beta_{ji} V_j, \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{ir} &= \beta_{ir} \alpha_{rr} + \beta_{i,r+1} \alpha_{r+1,r} + \beta_{i,r+2} \alpha_{r+2,r} + \\ &+ \dots + \beta_{i,i-1} \alpha_{i-1,r}; \\ \alpha_{ii} &= 1; \quad \alpha_{i,i-1} = \beta_{i,i-1}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_{ji} &= - \frac{\sum_{r=1}^i \mu_{ir} y_{jr}}{\sum_{r=1}^i \mu_{ir} y_{ir}}; \quad \beta_{ii} = 1; \quad \beta_{i1} = \gamma_{i1}; \\ \mu_{ir} &= \gamma_{ir} \mu_{rr} + \gamma_{i,r+1} \mu_{r+1,r} + \gamma_{i,r+2} \mu_{r+2,r} + \\ &+ \dots + \gamma_{i,i-1} \mu_{i-1,r}; \\ \mu_{rr} &= 1; \quad \mu_{i,i-1} = \gamma_{i,i-1}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} \mu_{ir} &= \gamma_{ir} \mu_{rr} + \gamma_{i,r+1} \mu_{r+1,r} + \gamma_{i,r+2} \mu_{r+2,r} + \\ &+ \dots + \gamma_{i,i-1} \mu_{i-1,r}; \\ \mu_{rr} &= 1; \quad \mu_{i,i-1} = \gamma_{i,i-1}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

С помощью выражения (6) могут быть точно рассчитаны узловые напряжения в сети при возникновении к. з. в одном из ее узлов.

Формула (6) позволяет также получить одинаковые с ней по структуре приближенные выражения для определения узловых напряжений. Так, заменяя в этой формуле все коэффициенты α_{ir} на коэффициенты β_{ir} , получим следующее приближенное соотношение:

$$V_i = \frac{\sum_{r=1}^i \beta_{ir} J_r}{\sum_{r=1}^i \beta_{ir} y_{ir}} + \sum_{j=i+1}^n \beta_{ji} V_j, \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \beta_{ji} &= - \frac{\sum_{r=1}^i \gamma_{ir} y_{jr}}{\sum_{r=1}^i \gamma_{ir} y_{ir}}; \quad \beta_{ii} = 1; \quad \beta_{i1} = \gamma_{i1}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n; \quad j = i + 1, \quad i + 2, \dots, n.$$

Геометрической интерпретацией такого рода замены коэффициентов является размыкание части дальних (окольных) связей между отдельными узлами, что сокращает количество арифметических операций, необходимых для решения задачи, но, естественно, приводит к некоторой потере точности.

Можно еще более упростить расчеты, если в выражении (10) заменить все коэффициенты β на коэффициенты γ . В этом случае расчетная формула для определения узловых напряжений приобретает простой вид:

$$V_i = \frac{\sum_{r=1}^i \gamma_{ir} J_r}{\sum_{r=1}^i \gamma_{ir} \gamma_{ir}} + \sum_{j=i+1}^n \gamma_{ji} V_j, \quad (12)$$

где $\gamma_{ii} = 1$.

Следует заметить, что выражение (6) получено для так называемой полной схемы, в которой каждый узел имеет связь со всеми остальными узлами. В реальных сетях каждый узел, как правило, связан не более чем с 3—5 другими узлами. При этом матрица проводимостей имеет большое количество нулей, а в знаменателях выражений (6) и (8) содержится не более 5 слагаемых. Надо также учесть, что не ко всем узлам схемы подключены источники питания, и, следовательно, значительная часть слагаемых в числителе выражения (6) равна нулю.

При расчете электрических сетей, которые неполны в топологическом отношении, т. е. когда степень графа вершин значительно меньше числа независимых узлов, для сокращения вычислений можно предварительно выделить из матрицы узловых проводимостей диагональные блоки и тем самым снизить порядок матрицы, что существенно упростит расчеты по выражениям (6), (10) или (12).

Один из методов выделения диагональных блоков приведен в [2]. Согласно этому методу можно на стадии подготовки задачи пронумеровать узлы сети таким образом, что в матрице Y выделится диагональный блок Y_{11} , размер которого зависит от полноты графа сети:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 &= I_1; \\ Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 &= I_2. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Применяя метод неэквивалентных преобразований в общем виде, получим

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} V_1' &= I_1; \\ Y_{22}' V_2 &= I_2', \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где Y_{11} — диагональная матрица, полученная путем определенной нумерации узлов графа сети;

$$Y_{22}' = Y_{22} - Y_{21} Y_{11}^{-1} Y_{12}; \quad (15)$$

$$I_2' = I_2 + Y_{21} Y_{11}^{-1} I_1; \quad (16)$$

$$V_1' = V_1 - [Y_{21} Y_{11}^{-1}]_t V_2. \quad (17)$$

Напряжения в узлах V_2 можно найти, используя выражения (10), (12), а напряжения в узлах V_1 будут равны

$$V_1 = Y_{11}^{-1} I_1 - (Y_{12} Y_{11}^{-1})_t V_2. \quad (18)$$

Как показывают расчеты, погрешность определения узловых потенциалов при замене коэффициентов α_{ir} на коэффициенты β_{ir} получается незначительной и ей можно пренебречь. Напротив, погрешность вычислений при замене коэффициентов β на коэффициенты γ становится существенной, поскольку при такой замене разрываются уже более короткие связи между узлами. Для вычисления этой погрешности необходимо записать выражения для вычисления коэффициентов β_{ji} и γ_{ji} по формулам (8) и (4) и найти их разность. Произведя указанные действия, получим

$$\Delta_{ji} = \beta_{ji} - \gamma_{ji} = \frac{\sum_{r=1}^{i-1} \gamma_{ir} (y_{jr} + \gamma_{ji} y_{ir})}{\sum_{r=1}^i \gamma_{ir} y_{ir}}. \quad (19)$$

Поскольку при переходе к приближенному решению отбрасываются составляющие в виде произведения коэффициентов, то наибольшая погрешность будет иметь место при одинаковых значениях проводимостей всех ветвей:

$$y_{kl} = y. \quad (20)$$

Допустим далее, что в каждом узле сходится одинаковое число ветвей m , при этом получим

$$y_{ul} = m y; \quad (21)$$

$$\gamma_{kl} = \frac{1}{m}. \quad (22)$$

Если все узлы связаны друг с другом и с узлом к. з., то

$$m = n + 1. \quad (23)$$

При допущениях (20)—(23) выражение (19) приобретает простой вид:

$$\delta = \frac{(i-1) \left(1 + \frac{1}{n+1}\right)}{i-1 + (n+1)^2}. \quad (24)$$

Формула (24) позволяет определить наибольшую (предельную) погрешность, возникающую при замене всех коэффициентов β на коэффициенты γ . Из этой формулы видно, что погрешность зависит от номера узла i (причем она убывает с увеличением порядкового номера узла) и снижается с увеличением числа узлов n рассматриваемой сети. Определив величину n из выражения (23) и подставив ее в формулу (24), можно также сделать вывод, что погрешность приближенного решения снижается с увеличением разветвленности сети. Расчеты показывают, что приближенную формулу (12) можно приме-

нять практически для любых схем, так как к каждому узлу схемы подходит не менее трех ветвей.

Из формулы (24) следует, что наибольшая погрешность имеет место при определении потенциала узла с порядковым номером $i=n$. Определим наибольшую относительную погрешность при вычислении узловых потенциалов, рассматривая выражения (6), (10), (19) и (24) и учитывая, что предельная относительная погрешность дроби равна сумме предельных относительных погрешностей числителя и знаменателя [3]. Подставляя выражение (24) в формулу (12) и выражая узловые потенциалы в относительных единицах, получим

$$\Delta V_n/V_n = (i-1)\delta/A + (i-1)\delta/B, \quad (25)$$

где A и B — соответственно числитель и знаменатель приближенного решения (12) при $i=n$.

Наибольшая абсолютная погрешность определения узловых потенциалов может быть определена из выражения

$$\Delta V_n = \frac{\Delta V_n}{V_n} V_{n\text{прибл}}, \quad (26)$$

где $V_{n\text{прибл}}$ — приближенное значение потенциала n -го узла, вычисленное по формуле (12).

Поскольку погрешность вычислений узловых потенциалов снижается с увеличением порядкового номера узла, для ее уменьшения при расчете токов к. з. следует вначале произвести нумерацию тех узлов, в которых подключены источники питания, присваивая этим узлам номера начиная с 1.

Определив узловые напряжения, легко вычислить токи от отдельных источников

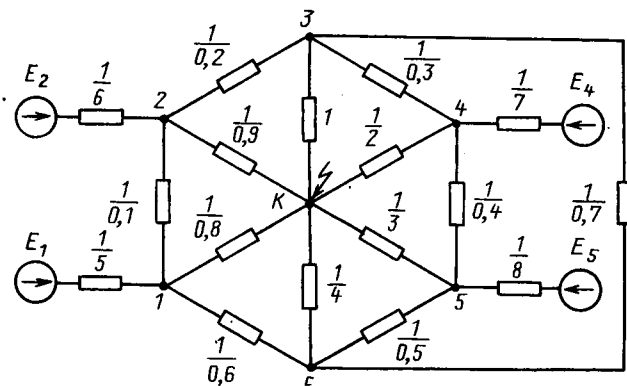
$$I_i = \frac{U_i - V_i}{x_i}, \quad (27)$$

а также суммарный ток в месте к. з.

$$I_k = \sum_{i=1}^l I_i, \quad (28)$$

где l — число источников питания, содержащихся в данной сети.

Таким образом, изложенный в данной статье метод позволяет сравнительно просто рассчитать узловые напряжения, токи от отдельных источников и суммарный ток в месте трехфазного к. з. и оценить погрешность полученных результатов. В частном случае из приведенного ниже примера сопоставления точного и приближенного способов расчета видно, что количество арифметических операций при приближенном способе расчета по формуле (12) сокращается примерно в 2 раза. Однако фактическое время, затрачиваемое на решение задачи, сокращается в значительно большей степени, так как отпадает необходимость в записывании формул (7) — (9) для определения коэффициентов μ , β , α и произведения вычислений по этим формулам (с возможностью ошибки и ее поиска). Фактически при расчете этим при-



$$\begin{aligned}\mu_{32} &= \gamma_{32}; \mu_{33} = 1; \mu_{41} = \gamma_{41}\mu_{11} + \gamma_{42}\mu_{21} + \gamma_{43}\mu_{31}; \\ \mu_{42} &= \gamma_{42}\mu_{22} + \gamma_{43}\mu_{32}; \mu_{43} = \gamma_{43}\mu_{33}; \mu_{51} = \gamma_{51}\mu_{11} + \\ &+ \gamma_{52}\mu_{21} + \gamma_{53}\mu_{31} + \gamma_{54}\mu_{41}; \mu_{52} = \gamma_{52}\mu_{22} + \gamma_{53}\mu_{32} + \\ &+ \gamma_{54}\mu_{42}; \mu_{53} = \gamma_{53}\mu_{33} + \gamma_{54}\mu_{43}; \mu_{54} = \gamma_{54}\mu_{44}.\end{aligned}$$

Результаты вычислений коэффициентов μ_{ir} заносим в таблицу.

Определяем коэффициенты β_{ji} по формуле (8):

$$\begin{aligned}\beta_{21} &= \gamma_{21}; \beta_{31} = -\frac{\mu_{11}\gamma_{31}}{a}; \beta_{41} = -\frac{\mu_{11}\gamma_{41}}{a}; \\ \beta_{51} &= -\frac{\mu_{11}\gamma_{51}}{a}; \beta_{61} = -\frac{\mu_{11}\gamma_{61}}{a}; a = \mu_{11}\gamma_{11}; \\ \beta_{32} &= -\frac{\mu_{21}\gamma_{31} + \mu_{22}\gamma_{32}}{b}; \beta_{42} = -\frac{\mu_{21}\gamma_{41} + \mu_{22}\gamma_{42}}{b}; \\ \beta_{52} &= -\frac{\mu_{21}\gamma_{51} + \mu_{22}\gamma_{52}}{b}; \beta_{62} = -\frac{\mu_{21}\gamma_{61} + \mu_{22}\gamma_{62}}{b}; \\ b &= \mu_{21}\gamma_{21} + \mu_{22}\gamma_{22}; \\ \beta_{43} &= -\frac{\mu_{31}\gamma_{41} + \mu_{32}\gamma_{42} + \mu_{33}\gamma_{43}}{c}; \\ \beta_{53} &= -\frac{\mu_{31}\gamma_{51} + \mu_{32}\gamma_{52} + \mu_{33}\gamma_{53}}{c}; \\ \beta_{63} &= -\frac{\mu_{31}\gamma_{61} + \mu_{32}\gamma_{62} + \mu_{33}\gamma_{63}}{c}; c = \mu_{31}\gamma_{31} + \\ &+ \mu_{32}\gamma_{32} + \mu_{33}\gamma_{33}; \\ \beta_{54} &= -\frac{\mu_{41}\gamma_{51} + \mu_{42}\gamma_{52} + \mu_{43}\gamma_{53} + \mu_{44}\gamma_{54}}{d}; \\ \beta_{64} &= -\frac{\mu_{41}\gamma_{61} + \mu_{42}\gamma_{62} + \mu_{43}\gamma_{63} + \mu_{44}\gamma_{64}}{d}; \\ d &= \mu_{41}\gamma_{41} + \mu_{42}\gamma_{42} + \mu_{43}\gamma_{43} + \mu_{44}\gamma_{44}; \\ \beta_{65} &= -\frac{\mu_{51}\gamma_{61} + \mu_{52}\gamma_{62} + \mu_{53}\gamma_{63} + \mu_{54}\gamma_{64} + \mu_{55}\gamma_{65}}{\mu_{51}\gamma_{51} + \mu_{52}\gamma_{52} + \mu_{53}\gamma_{53} + \mu_{54}\gamma_{54} + \mu_{55}\gamma_{55}}.\end{aligned}$$

Результаты вычислений коэффициентов β_{ji} заносим в таблицу.

Определяем коэффициенты α_{ir} по формуле (7) и результаты заносим в таблицу.

Вычисляем узловые потенциалы по формуле (6) и результаты заносим в таблицу.

Определяем токи от отдельных источников по формуле (27):

$$\begin{aligned}I_1 &= 10,091535 \text{ кА}; \\ I_2 &= 8,95581 \text{ кА}; \\ I_4 &= 16,940392 \text{ кА}; \\ I_5 &= 23,603056 \text{ кА}.\end{aligned}$$

Суммарный ток в месте к. з.:

$$I_k = 59,590793 \text{ кА}.$$

Далее решаем задачу приближенными способами и результаты заносим в таблицу. Из сопоставления результатов точного и приближенных расчетов видно, что наибольшая погрешность определения суммарного тока к. з. при расчете первым приближенным способом не превышает 0,5 %, а вторым 1 %; следовательно, оба приближенных

Вычисляемые величины	Точное решение по формуле (6)	Приближенное решение по формуле (10)	Приближенное решение по формуле (12)
Коэффициенты μ_{ir}	$\mu_{21}=0,0153846;$ $\mu_{31}=0,0004273;$ $\mu_{41}=0,0000582;$ $\mu_{42}=0,0037878;$ $\mu_{43}=0,1363636;$ $\mu_{51}=0,0000023;$ $\mu_{52}=0,0001561;$ $\mu_{53}=0,00566232;$ $\mu_{54}=0,0412371;$ $\mu_{21}=0,0153846;$ $\mu_{31}=0;$	Не требуются	Не требуются
Коэффициенты β_{ji}	$\beta_{51}=0;$ $\beta_{61}=0,0923076;$ $\beta_{32}=0,0277837;$ $\beta_{42}=0;$ $\beta_{52}=0;$ $\beta_{62}=0,0042823;$ $\beta_{43}=0,1367088;$ $\beta_{53}=0;$ $\beta_{63}=0,3191041;$ $\beta_{54}=0,0414117;$ $\beta_{64}=0,0098859;$ $\beta_{65}=0,0424064;$ $\beta_{66}=1.$	$\beta_{21}=0,0153846$ $\beta_{31}=0;$ $\beta_{41}=0;$ $\beta_{51}=0;$ $\beta_{61}=0,0923076$ $\beta_{32}=0,0277837$ $\beta_{42}=0;$ $\beta_{52}=0;$ $\beta_{62}=0,0012823;$ $\beta_{43}=0,1367088;$ $\beta_{53}=0;$ $\beta_{63}=0,3189873$ $\beta_{54}=0,0414117;$ $\beta_{64}=0,0098823;$ $\beta_{65}=0,0420751$	Не требуются
Коэффициенты α_{ir}	$\alpha_{21}=0,0153846;$ $\alpha_{31}=0,0004274;$ $\alpha_{32}=0,0277837;$ $\alpha_{41}=0,0000584;$ $\alpha_{42}=0,0037982;$ $\alpha_{43}=0,1367088;$ $\alpha_{51}=0,0000024;$ $\alpha_{52}=0,0001572;$ $\alpha_{53}=0,0056613;$ $\alpha_{54}=0,0414117;$ $\alpha_{61}=0,0924642;$ $\alpha_{62}=0,0101922;$ $\alpha_{63}=0,3206955;$ $\alpha_{64}=0,011642;$ $\alpha_{65}=0,0424064$	Не требуются	Не требуются
Узловые потенциалы кВ	$V_6=1,7171273;$ $V_5=7,0496183$ $V_4=7,5799444$ $V_3=2,3535816$ $V_2=8,5073659$ $V_1=7,9816938$	$V_6=1,5908419;$ $V_5=7,0430216;$ $V_4=7,5545209;$ $V_3=2,2998836;$ $V_2=8,5079137;$ $V_1=7,9700451;$	$V_6=1,4500814;$ $V_5=7,0358555;$ $V_4=7,5371969;$ $V_3=2,2486802;$ $V_2=8,5044378;$ $V_1=7,9569985$
Токи к. з., кА	$I_1=10,091535$ $I_2=8,95581$ $I_4=16,940392$ $I_5=23,603056$ $I_k=59,590793$	$I_1=10,149775;$ $I_2=8,952522$ $I_4=17,11836$ $I_5=23,655832$ $I_k=59,876489$	$I_1=10,215005$ $I_2=8,973372$ $I_4=17,239621$ $I_5=23,71316$ $I_k=60,141158$
Погрешность вычисления I_k , %	—	0,48	0,92
Число арифметических операций	177	121	89

способа можно использовать для расчетов токов к. з.

Приложение. Вывод формулы (6) для расчета узловых напряжений.

Используем метод диагонализации матрицы узловых проводимостей [1] для вывода аналитического выражения, с помощью которого можно определить узловые напряжения исходной сети. Производя преобразования в соответствии с выражениями (3) — (5), получим для схемы с двумя узлами (рис. 2):

$$y'_{21} = y_{21} + \gamma_{21}; \quad (\text{П-1})$$

$$J'_2 = J_2 + \gamma_{21}J_1; \quad (\text{П-2})$$

$$V'_1 = V_1 - \gamma_{21}V_2; \quad (\text{П-3})$$

$$y'_{22} = y_{22} + \gamma_{21}y_{12}. \quad (\text{П-4})$$

Напряжение узла 1, которое было до преобразования схемы, можно определить из формулы (П-3):

$$V_1 = V'_1 + \gamma_{21}V_2. \quad (\text{П-5})$$

Отметим, что некоторые параметры схемы не меняются в процессе преобразования. Так, из формулы (2) следует, что $y'_{11} = y_{11}$; из формулы (5) при $k \geq 2$ следует $J'_1 = J_1$, а при $l=1$ $V'_2 = V_2$. Кроме того, из рис. 2, б видно, что внешние токи можно определить по формулам:

$$J'_1 = V'_1 y'_{11}; \quad (\text{П-6})$$

$$J'_2 = V'_2 y'_{22}. \quad (\text{П-7})$$

С учетом сделанных замечаний и формул (П-6) и (П-7) можно записать следующие выражения для определения узловых потенциалов V_1 и V_2 исходной сети (рис. 2, а):

$$V_1 = J_1 / y_{11} + \gamma_{21}V_2; \quad (\text{П-8})$$

$$V_2 = \frac{\gamma_{21}J_1 + J_2}{\gamma_{21}y_{21} + y_{22}}. \quad (\text{П-9})$$

Для схемы с тремя узлами ($n=3$) подобным путем можно получить следующие соотношения:

$$V'_1 = V_1 - \gamma_{21}V_2; \quad (\text{П-10})$$

$$V'_2 = V_2 - \gamma_{22}V_2; \quad (\text{П-11})$$

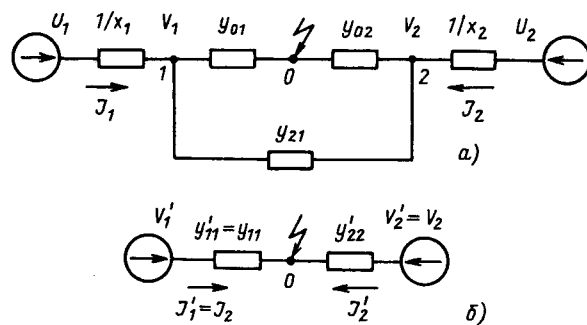


Рис. 2. Схемы замещения для определения узловых потенциалов по (6): а — до преобразования; б — после преобразования к лучевому виду

$$V'_2 = V_2 - \gamma_{32}V_3. \quad (\text{П-12})$$

С учетом соотношений (П-10) — (П-12) можно записать выражения для определения узлового напряжения V_1 :

$$\begin{aligned} V_1 &= V'_1 + \gamma_{21}V_2 = J_1 / y_{11} + \gamma_{21}(V'_2 + \gamma_{32}V_3) = \\ &= J_1 / y_{11} + \gamma_{21}V'_2 + \gamma_{21}\gamma_{32}V_3 = J_1 / y_{11} + \gamma_{21}(V_2 - \\ &- \gamma_{22}V_2) + \gamma_{21}\gamma_{32}V_3 = J_1 / y_{11} + \gamma_{21}(V_2 - \gamma_{22}V_2) + \\ &+ \gamma_{21}\gamma_{32}V_3 = J_1 / y_{11} + (\gamma_{21} - \gamma_{21}\gamma_{22})V_2 + \gamma_{21}\gamma_{32}V_3 = \\ &= J_1 / y_{11} + \beta_{21}V_2 + \beta_{31}V_3, \end{aligned} \quad (\text{П-13})$$

где $\beta_{21} = \gamma_{21} - \gamma_{21}\gamma_{22}$; $\beta_{31} = \gamma_{21}\gamma_{32}$.

Продолжая аналогичные преобразования и обобщая записанные выражения (П-8), (П-9), (П-13) и т. д. для n узлов, получим формулу (6) для расчета узловых напряжений исходной схемы с n узлами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. — М.: Госэнергоиздат, 1961.
2. Азаров В. С., Стратан И. П. Метод расчета электрических сетей с выделением диагональных блоков. — Труды / Кишиневский политехнический институт, 1971, вып. 26.
3. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. — М.: Госиздательство техн.-теорет. лит-ры, 1956.

[25.05.88]

УДК 621.313.322.072.2.001.57

Моделирование автономного синхронного генератора как объекта регулирования

БЫКОВ Ю. М., БОДРЯГИНА Н. В., ЖЕМЧУГОВ Г. А.

Генераторы переменного тока традиционно используются на судах для снабжения потребителей напряжением стабильной амплитуды и частоты [1]. Кроме того, они применяются в качестве первичного источника электроэнергии для питания

электродвигателей гребных винтов [2]. В таких системах генератор является единственным источником электроэнергии.

Во всех случаях генераторы имеют полупроводниковую (при большой мощности — тиристор-

ную) систему возбуждения и систему автоматического регулирования (стабилизации) напряжения (САРН).

Для анализа и синтеза САРН необходима имитационная модель генератора, отображающая его динамические характеристики при возможных возмущениях в системе. При автономном генераторе основными возмущениями являются изменения нагрузки, высокочастотная и низкочастотная модуляции тока в нагрузке, связанные с работой на вентильные преобразователи.

В статье рассматривается общая детальная модель, а затем, на основе ее исследования при возмущениях со стороны управляющего входа (напряжения возбуждения u_f) и нагрузки, предложены упрощенные динамические модели генератора, которые обеспечивают эффективный поиск оптимальных структур и параметров регуляторов.

Исследования были проведены на ЦВМ с помощью пакета программ расчета динамических управляющих систем («Радиус») [3]. При этом широко использовались частотные методы. Ранее частотные характеристики определялись в основном при изменениях скорости приводного двигателя генератора, подключенного к «большой» системе [4].

Математическая модель синхронного генератора. Рассматривается синхронная машина с трехфазной обмоткой статора, обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой. Синхронный генератор описывается системой уравнений с переменными во времени коэффициентами [5]. Такая модель генератора неудобна для включения в модель всей системы. Поэтому, вводя обычные допущения, переходим к модели Парка — Горева с одной демпферной обмоткой по продольной оси и одной — по поперечной [5].

Уравнения Парка — Горева в матричной форме имеют следующий вид [6]:

$$u = -(R + \omega_r N)i - Li, \quad (1)$$

где R — диагональная матрица постоянных активных сопротивлений; N — матрица индуктивностей при э. д. с. вращения; L — симметричная матрица постоянных индуктивностей; u — матрица напряжений в контурах; i — матрица токов в контурах; \dot{i} — матрица производных токов в контурах; ω_r — частота вращения генератора.

Для воспроизведения режима холостого хода генератора использован метод, при котором моделируемая схема несколько деформируется: на зажимы генератора включаются «вольтметры», представляемые своими внутренними сопротивлениями R_v . Необходимо установить максимально возможное сопротивление вольтметра R_v . Тогда минимизируется ошибка, вносимая при моделировании методом «вольтметра». В трехфазной схеме можно ограничиться двумя «вольтметрами» [7].

Математическая модель нагрузки может быть

реализована на переменном токе в осях a, b, c . При этом возникает необходимость в преобразовании токов i_d, i_q в фазные токи i_a, i_b, i_c , а фазных напряжений u_a, u_b, u_c — в напряжения u_d, u_q .

При реализации на аналоговом процессоре в связи с введением преобразователей координат надежность работы имитационной модели снижается. Затрудняется и моделирование на ЦВМ, так как шаг решения должен согласовываться с периодом переменного напряжения. В общем случае затрудняется и анализ динамических характеристик системы.

Целесообразно «вольтметр» и нагрузку, как и генератор, представить в осях d, q .

Уравнения «вольтметра» в осях d, q имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_v(i_d - i_{nd}); \\ u_q &= R_v(i_q - i_{nq}), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где R_v — сопротивление вольтметра; i_{nd}, i_{nq} — токи нагрузки в осях d, q .

Легко показать, что в частном случае активно-индуктивной нагрузки ее уравнения в осях d, q имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_n i_{nd} + L_n di_{nd}/dt + \omega_r L_n i_{nq}; \\ u_q &= R_n i_{nq} + L_n di_{nq}/dt - \omega_r L_n i_{nd}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где R_n, L_n — соответственно активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

Если генератор работает на выпрямитель, то последний может быть также представлен в осях d, q [8].

Таким образом, уравнения (1), (2), (3) образуют динамическую модель синхронного генератора, позволяющую исследовать его при различных возмущениях, в том числе при изменениях нагрузки.

Динамическая модель генератора при воздействии со стороны управляющего входа (напряжения возбуждения).

Представленная уравнениями (1) — (3) полная модель генератора неудобна для анализа и синтеза системы регулирования по ряду причин, в том числе ввиду известной проблемы безынерционных контуров, которая решается заменой алгебраических уравнений дифференциальными с малыми постоянными времени или предварительным решением алгебраических уравнений [9, 10]. Кроме того, система уравнений, как правило, весьма жесткая. В результате при реализации ее на аналоговом процессоре не всегда удастся обойтись штатными конденсаторами. При реализации на ЦВМ требуется применять специальные методы, чтобы обеспечить, с одной стороны, устойчивость решения, а, с другой, допустимые затраты машинного времени. Поэтому при системном исследовании генератор часто представляют просто в виде апериодического звена [6].

Ниже излагается методика обоснованной идентификации синхронного генератора, основанная на

исследовании полной системы уравнений генератора на ЦВМ с помощью пакета программ «Радиус» [3].

Пакет позволяет линеаризовать математическую модель (1) — (3) в заданной точке. Далее, воспользовавшись линейными методами, можно получить передаточную функцию от внешнего воздействия к наблюдаемым координатам (токи и напряжения роторных и статорных цепей) и разложение её на простейшие дроби.

В качестве примера рассмотрим передаточную функцию $W_{if}(p)$ от напряжения к току возбуждения. В результате анализа на ЦВМ полной системы уравнений генератора в окрестностях номинальной частоты вращения функция $W_{if}(p)$ сводится к виду

$$W_{if}(p) = \frac{i_f(p)}{u_f(p)} = \sum_{i=1}^{i=n=5} \frac{K_i}{T_i p + 1} + \sum_{j=n+1}^{j=m=7} \frac{K_j p + N_j}{T_j^2 p^2 + 2T_j \xi_j p + 1}, \quad (4)$$

где p — оператор Лапласа; K , N , T — соответственно коэффициенты усиления и постоянная времени системы; ξ — коэффициент затухания колебательного звена; n — количество вещественных корней (нечетное).

Анализ коэффициентов и постоянных времени позволяет сделать вывод о количестве значимых членов (4) в каждом конкретном случае.

В качестве примера рассмотрим судовой генератор ТМВ-2-2, данные которого приведены в [1].

Передаточная функция от возмущающего воздействия u_f к фазовой координате i_f , полученная с помощью пакета программ «Радиус», имеет вид

$$W_{if}(p) = \frac{0,97 \cdot 10^{-6}}{0,35 \cdot 10^{-5} p + 1} + \frac{-0,56 \cdot 10^{-9}}{0,37 \cdot 10^{-5} p + 1} + \frac{0,3}{0,62 \cdot 10^{-1} p + 1} + \frac{-0,33}{0,72 p + 1} + \frac{0,11 \cdot 10^1}{0,13 \cdot 10^1 p + 1} + \frac{0,1 \cdot 10^{-6} p + 0,12 \cdot 10^{-4}}{0,47 \cdot 10^{-5} p^2 + 0,32 \cdot 10^{-2} p + 1}.$$

Как видно, в данном случае имеется пять вещественных корней: $n=5$. Частота сопряжения первого слагаемого составляет $4,6 \cdot 10^4$ Гц, частота сопряжения второго слагаемого — $4,3 \cdot 10^4$ Гц, резонансная частота колебательного звена — 72 Гц. Коэффициенты усиления этих звеньев пренебрежимо малы. При частотах среза САРН меньше 50 Гц входные воздействия на соответствующих частотах практически полностью подавляются. Следовательно, соответствующими слагаемыми можно пренебречь и представить генератор в виде трех параллельно включенных аperiодических

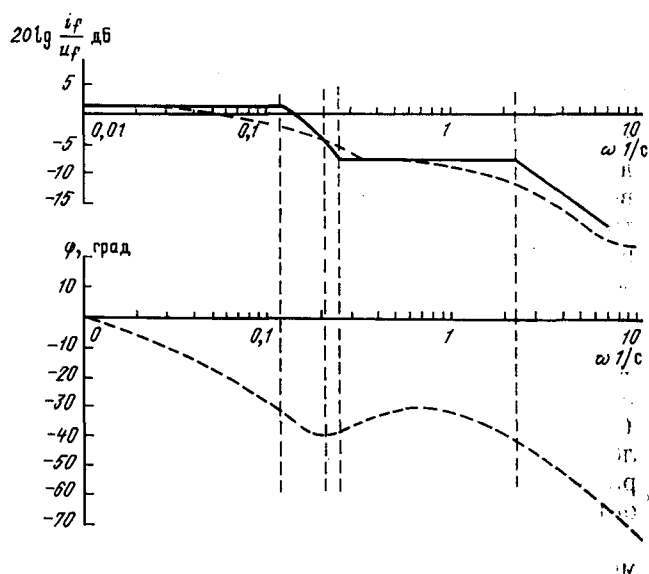


Рис. 1

звеньев, представляющих третье, четвертое и пятое слагаемые.

Естественно, такая модель существенно проще исходной, что повышает устойчивость работы имитационной модели при ее реализации как на аналоговых, так и на цифровых машинах.

Асимптотические амплитудно- и фазочастотные характеристики, построенные по упрощенной структуре, приведены на рис. 1. Здесь же для сравнения пунктиром показаны частотные характеристики, полученные на аналоговой и цифровой модели при реализации полной модели генератора. Как видно, совпадение хорошее.

Передаточные функции от напряжения возбуждения u_f к u_d , u_q имеют те же постоянные времени простейших звеньев и отличаются только коэффициентами усиления.

Динамическая модель генератора при воздействиях со стороны нагрузки. В автономных электроэнергетических системах синхронный генератор может питать самые разнообразные потребители, в том числе различные вентильные преобразователи: управляемые выпрямители, непосредственные преобразователи частоты (циклоконверторы) и прочие, которые вследствие флуктуации углов управления, дискретности управления и конечной пульсности могут генерировать в сеть низкочастотные гармоники тока [11]. В результате наблюдается низкочастотная модуляция напряжения генератора, которая приводит к ущербу в первую очередь у таких потребителей как источники питания вычислительных и информационных систем. Низкочастотная модуляция приводит также к дополнительным потерям в электрических машинах (асинхронных и синхронных), подключенных к автономной электроэнергетической системе.

Рассмотрим воздействие низкочастотной модуляции на синхронный генератор, представленный

по полной системе уравнений Парка — Горева при $\omega_r = \omega_0 = \text{const}$. Для этого введем ее в виде отдельного дополнительного источника гармонического напряжения (тока низкой частоты), подключенного к электроэнергетической системе. Варьируя частоту ω_n напряжения (тока) дополнительного источника, определим вызываемые им токи в обмотках генератора. Очевидно, это соответствует снятию частотной характеристики генератора, и, так как этот метод общий, можно не ограничиваться низкочастотной областью $\omega_n < \omega_0$, но и рассмотреть область частот $\omega_n > \omega_0$.

При исследовании на модели возможны два варианта включения дополнительного источника к общему узлу нагрузки: как источника напряжения, так и источника тока.

Так как вентильные преобразователи при исследовании высокочастотных искажений в электроэнергетических системах представляют чаще всего в виде источников тока гармоник [12, 13], принимаем дополнительный источник в виде источника тока:

$$i_{ni} = I_n \sin[\omega_n t - (i-1)2\pi/3],$$

где $i=1, 2, 3$; I_n — амплитуда тока источника в неподвижной системе координат a, b, c ; $a=1, b=2, c=3$.

Переходя к вращающейся системе координат d, q , получим:

$$i_{dn} = I_n \sin \omega'_n t; \quad (5)$$

$$i_{qn} = I_n \cos \omega'_n t, \quad (6)$$

где i_{dn}, i_{qn} — токи дополнительного источника в координатах d, q ; $\omega'_n = \omega_n - \omega_0$ — частота дополнительного источника в координатах d, q .

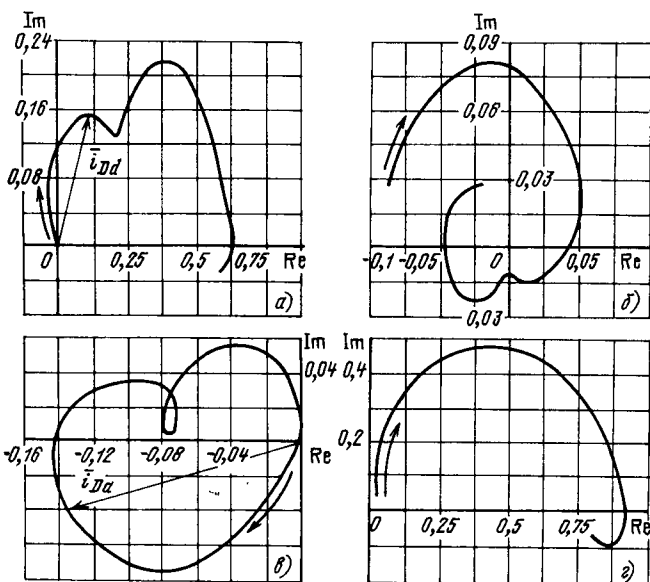


Рис. 2

Как видно, при наличии низкочастотных гармоник тока $\omega_n < \omega_0$ (например, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 50$ Гц,

$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 2$ Гц), i_{dn} имеет отрицательный знак, i_{qn} — положительный, и, следовательно, вектор i_{dn} вращается с частотой $f'_n = \omega'_n/2\pi = 48$ Гц, опережая вектор i_{qn} на угол $\pi/2$.

При высокочастотных гармониках, генерируемых дополнительным источником тока, $\omega_n > \omega_0$ (например, $f_0 = 50$ Гц, $f_n = 98$ Гц), i_{dn} и i_{qn} положительны, и, следовательно, вектор i_{dn} , вращающийся с частотой $f'_n = 48$ Гц, отстает от вектора i_{qn} на угол $\pi/2$.

При реализации аналоговой имитационной модели двухфазный генератор переменной частоты с фазовым сдвигом $\pi/2$ можно выполнить на основе операционных усилителей на АВМ. Может быть использован и цифровой генератор на основе микросредств управляющей вычислительной техники, например В7. Заметим, что сигналы на выходе генератора могут быть полигармоническими, важно только, чтобы соответствующие гармоники были сдвинуты на угол $\pi/2$.

При этом ускоряется определение частотных характеристик с помощью спецпроцессора быстрого преобразования Фурье [11].

Осуществить аналогичный двухфазный генератор при реализации математической модели синхронного генератора на ЦВМ затруднительно в рамках пакета «Радиус». Учитывая то, что математическая модель описывается линейными уравнениями, воспользуемся принципом суперпозиции.

В качестве примера рассмотрим получение частотных характеристик токов i_d, i_q в демпферной обмотке СГ, смоделированного по полной системе уравнений (1) — (3) при номинальной частоте вращения.

На первом этапе подаем сигнал (5), который действует по оси d , а ток $i_{qn} = 0$. В демпферных обмотках наводятся токи i_{dd}, i_{qd} . Амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) тока i_{dd} генератора ТМВ-2-2, соответствующая данному режиму, показана на рис. 2, а, а тока i_{qd} — на рис. 2, б.

Затем в систему подается сигнал (6), а ток $i_{dn} = 0$. В демпферных обмотках наводятся токи i_{dq}, i_{qd} . Соответствующие АФХ приведены на рис. 2, в, г.

Теперь рассмотрим построение результирующей частотной характеристики от суммарного воздействия (5) и (6).

Пусть частоте f_1 соответствуют векторы \vec{i}_{dd} и \vec{i}_{dq} на рис. 2, а, б. Алгебраически сложить эти векторы нельзя, необходимо учитывать фазовый сдвиг. Поэтому производится геометрическое сложение векторов i_{dd} и i_{dq} с учетом углов φ_1 и φ_2 .

В результате такого построения для различных

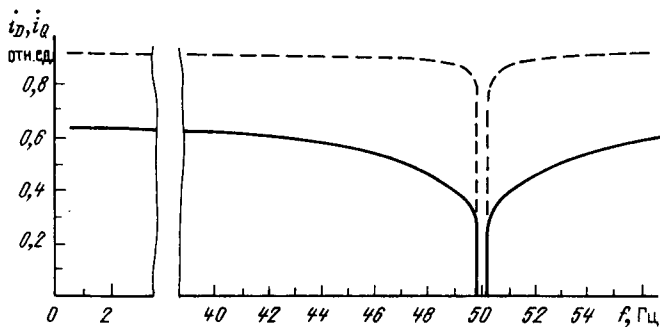


Рис. 3

точек АФХ получается зависимость тока демпферной обмотки по продольной оси i_d от частоты (рис. 3). Аналогично строятся характеристики для токов демпферной обмотки по поперечной оси i_q (пунктир на рис. 3), а также токов возбуждения и статора.

Таким образом, рассмотрены частотные характеристики при гармонических воздействиях со стороны нагрузки частотой ниже и выше синхронной частоты f_0 .

Результаты соответствуют физическому смыслу. При частоте тока в статоре, близкой к нулю ($\omega_n \rightarrow 0$), токи в демпферных обмотках максимальны, так как скольжение ротора относительно этого тока стремится к единице. При увеличении частоты скольжение уменьшается, и, соответственно, токи демпфера уменьшаются тем быстрее, чем быстрее частота тока статора приближается к синхронной. При синхронной частоте скольжение ротора и ток в демпфере равны нулю.

Другим характерным возмущением в системе является изменение нагрузки. С помощью пакета программ «Радиус» на ЦВМ были определены передаточные функции от напряжения возбуждения u_f к напряжениям статора u_d и u_q при неизменном индуктивном и различных активных сопротивлениях нагрузки и для разной частоты вращения в окрестностях номинального значения. Во всех случаях они имеют вид, аналогичный (4). В результате идентификации для того же генератора ТМВ-2-2 получаем:

$$\left. \begin{aligned} W_{ud}(p) &= \frac{u_d(p)}{u_f(p)} = \sum_1^2 \frac{K_i(R_n)}{T_i(R_n)p+1}; \\ W_{uq}(p) &= \frac{u_q(p)}{u_f(p)} = \sum_3^4 \frac{K_i(R_n)}{T_i(R_n)p+1}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Отличие передаточных функций только в количественных значениях K_i , T_i . Зависимости $K_i = f(R_n)$, $T_i = f(R_n)$ приведены на рис. 4. Структурная схема для исследования режимов изменения нагрузки приведена на рис. 5. Заметим, что нелинейные блоки введены, чтобы обеспечить реальный диапазон изменения u_d , u_q .

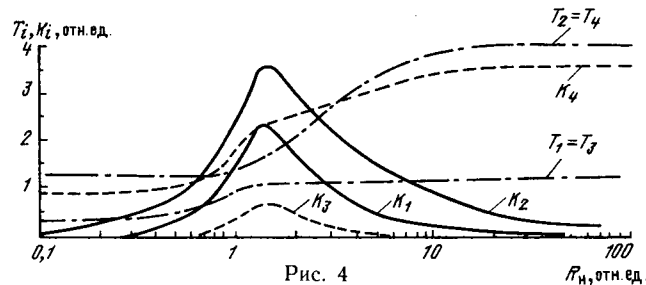


Рис. 4

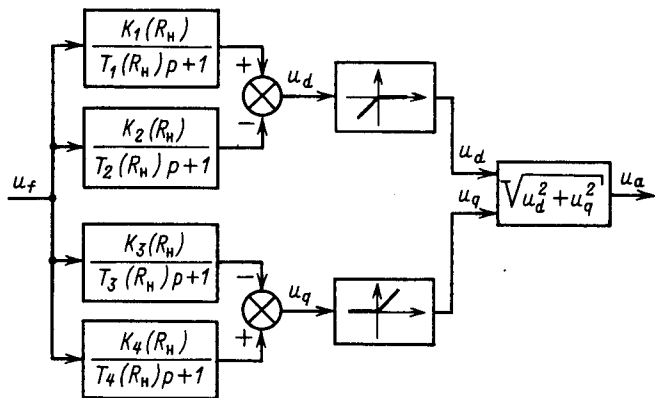


Рис. 5

Аналогичным образом проведена идентификация при неизменном активном и различных индуктивных сопротивлениях нагрузки.

Вывод. Исследования, проведенные на полной имитационной модели синхронного генератора с применением методов теории автоматического регулирования, позволяют получить более простые и удобные динамические модели для решения таких задач как оптимизация структуры и параметров регуляторов напряжения, определение влияния возмущений в статорной цепи на токи генератора и т. д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брунав Я. П., Татьяначенко Ю. Г. Судовые электрические сети.— Л.: Судостроение, 1982.
2. Гребные электрические установки. Справочник / А. Б. Айзенштадт, Ю. М. Гилеревич, Б. А. Горбунов, В. В. Сержантов.— Л.: Судостроение, 1985.
3. Дорри М. Х., Милованова Н. Ю., Солнечный Э. В. Автоматизация линейного анализа непрерывных систем управления.— Автоматика и телемеханика, 1986, № 10.
4. Методика определения частотных характеристик машин переменного тока.— М. П. Костенко, Е. Я. Казовский, А. М. Волков, Пань Цзы.— Электричество, 1962, № 12.
5. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины.— М.: Госэнергоиздат, 1950.
6. Андерсон П., Фуад А. Управление энергосистемами и устойчивость: Пер. с англ. / Под ред. Я. Н. Лuginского.— М.: Энергия, 1980.
7. Аналого-цифровое моделирование систем с вентиляльными преобразователями / Ю. М. Быков, Б. М. Гуткин.

А. И. Григораш, Н. В. Бодрягина.— Электричество, 1986, № 11.

8. Плахтына Е. Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем.— Львов: Вища школа, 1986.

9. Дорри М. Х. Структурный подход к анализу систем.— Автоматика и телемеханика, 1986, № 12.

10. Тетельбаум И. М., Шнейдер Ю. Р. Практика аналогового моделирования динамических систем: Справочное пособие.— М.: Энергоатомиздат, 1987.

11. Быков Ю. М., Василенко В. С. Помехи в системах с

вентильными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1986.

12. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий.— М.: Энергия, 1974.

13. Statford R. P. Analysis and control of harmonic current in systems with static power converters.— IEEE Trans. on Ind. Appl., 1981, vol. 1A—17, № 1.

[10.01.89]

УДК 621.313.001.24:621.313.8

Расчет электрических машин с магнитоэлектрическим индуктором методом проводимостей зубцовых контуров

СМИРНОВ А. Ю.

Московский энергетический институт

Широкое применение электрических машин с постоянными магнитами (с магнитоэлектрическим индуктором), связанное с их высокой надежностью, высоким к. п. д. и простотой получения бесконтактного исполнения, обуславливает возрастающую актуальность разработки новых методов расчета характеристик этих машин, основанных на современных достижениях теории расчета магнитного поля в электрической машине.

Существующие методы электромагнитного расчета электрических машин с постоянными магнитами (ЭМПМ), например [1, 2], включают процедуру численного или графического определения рабочего потока по схеме замещения магнитной цепи машины, составленной на один или на пару полюсов системы возбуждения. Такой подход оправдан при исследовании симметричных режимов работы машин, периоды сред сердечников якоря и индуктора которых равны или кратны друг другу. В этом случае машина с полным числом периодов сред заменяется ее однопериодной расчетной моделью [3]. В то же время имеется широкий класс ЭМПМ, например переменнопольные шаговые двигатели, тахогенераторы, синхронные машины с дробным числом пазов на полюс и фазу якорной обмотки, и множество специальных машин, периоды сред сердечников статора и ротора которых не равны и не кратны друг другу. С другой стороны, необходимость увеличения единичной мощности генераторов и двигателей с магнитоэлектрическим индуктором требует исследования их в несимметричных режимах работы. Замена всего поля машины его однопериодной моделью или системой не связанных друг с другом однопериодных моделей в этих случаях является некорректной, так как игнорируется влияние магнитных потоков через границы рас-

считываемых структур. Строгий и наиболее общий подход к электромагнитному расчету требует одновременного рассмотрения сердечников статора и ротора как единой магнитной системы с полным числом периодов их сред.

Широкие возможности при таком подходе открывает метод проводимостей зубцовых контуров (ПЗК), позволяющий выполнять расчет магнитной и электрических цепей машины с одновременным учетом полюсности индуктора, зубчатости якоря и при необходимости насыщения сердечников статора и ротора [4—6]. По этому методу магнитное поле в воздушном зазоре представляется в виде суммы полей от отдельных зубцовых контуров, образованных проводами обмотки, лежащими в соседних пазах.

В статье рассматриваются вопросы применения метода ПЗК к расчету магнитной и электрических цепей ЭМПМ и определения на основе этого расчета потокосцеплений и электромагнитного момента машины.

Основные предположения и допущения. Предположим следующие свойства магнитотвердых материалов, входящих в магнитную систему индуктора:

каждый постоянный магнит, входящий в магнитную систему индуктора, либо предварительно стабилизирован частным циклом перемагничивания, либо выполнен из материала закритической группы [7];

магнитная проницаемость магнитотвердого материала постоянна и не зависит от приложенной к нему внешней м. д. с.

На основании первого предположения можно считать, что при любых изменениях внешних по отношению к магниту полей необратимого изменения его собственной м. д. с. не произойдет. Пред-

положение является строгим, если собственная м. д. с. магнита определена по воздействию максимального (ударного) тока короткого замыкания машины. С учетом этого предположения на основании второго допущения предполагается линейность характеристик магнитного возврата применяемого магнитотвердого материала. Для всех практически применяемых материалов эти характеристики могут быть линеаризованы с высокой точностью. Несколько большей нелинейностью обладают линии магнитного возврата магнитов на основе интерметаллических соединений редкоземельных элементов, однако и они достаточно хорошо аппроксимируются прямыми, параллельными касательной к кривой размагничивания [7].

Формирование схемы замещения магнитной цепи машины и ее расчет существенно упрощаются, если предположить, что поле, пересекающее воздушный зазор, не пересекает расположенный в пазу провод. Строго это условие выполняется, если зубцовые контуры являются «широкими и углубленными в пазы» [4]. В остальных случаях оно принимается как допущение. Под понятием «провод» здесь подразумевается совокупность сечений эффективных проводов, составляющих сечение одной стороны катушки — для зубцовых контуров якоря и индуктора, образованных реальными обмотками, или же некоторый фиктивный «провод» — для зубцовых контуров индуктора, обусловленных установкой на нем постоянных магнитов. Физический смысл понятия «провод» в применении к магнитоэлектрическим индукторам будет рассмотрен далее.

Предполагаем, что на предварительной стадии выполнен расчет поля в области зубцового контура и определены кривые изменения проводимостей взаимоиныхкций зубцовых контуров статора и ротора в функции углового смещения между их осями $\lambda = f(\theta)$, для всех возможных сочетаний отличающихся по геометрическим размерам пар взаимодействующих контуров. Расчет выполняется любым известным численным [8, 9] или аналитическим [10, 11] методом. При этом полагаем, что геометрическая (на единицу длины машины) проводимость зубцового контура индуктора полностью определяется размерами и формой полюсного наконечника в области раскрытия «пазов», в качестве которых подразумеваются межполюсные промежутки.

Допущение о бесконечно большой магнитной проницаемости сердечников и их участков принимается при расчете переходных процессов, а также при исследовании статических и квазистатических режимов работы ненасыщенных машин. При учете насыщения предполагается, что поверхности зубцов и полюсных наконечников, из которых выходят силовые линии поля, являются эквипотенциалами скалярного магнитного потенциала.

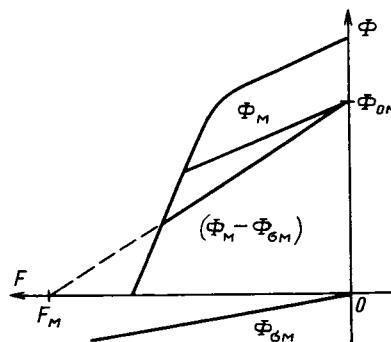


Рис. 1. К определению м. д. с. магнита

Расчетные схемы замещения магнитоэлектрических индукторов. В соответствии с первыми двумя предположениями каждый постоянный магнит, входящий в магнитную систему индуктора, заменяется эквивалентным электромагнитом. Конфигурация и расположение на индукторе сердечника такого электромагнита совпадают с конфигурацией и расположением заменяемого магнита. Магнитная проницаемость сердечника равна магнитной проницаемости магнита. Сердечник охвачен фиктивной катушкой без потерь, которая создает поток через него, совпадающий с направлением оси намагничивания магнита. Одновитковая фиктивная катушка получает питание от источника тока, ток которого, равный м. д. с. магнита F_m , определяется координатой точки пересечения продолжения прямой магнитного возврата, проведенной за вычетом потока рассеяния Φ_{0m} собственно магнита с осью нулевых значений потока (рис. 1).

На схеме замещения магнитной цепи эквивалентный электромагнит представлен последовательной цепью, состоящей из источника м. д. с. F_m и проводимости сердечника Λ_m :

$$\Lambda = \Phi_{0m} / F_m, \quad (1)$$

где Φ_{0m} — отрезок, отсекаемый прямой магнитного возврата на оси ординат (см. рис. 1).

При необходимости к проводимостям Λ_m добавляются последовательно включенные проводимости стыков магнита с полюсным наконечником и ярмом. Участки арматуры замещаются нелинейными проводимостями полюсных наконечников $\Lambda_{п.н.}$ и элементов ярма $\Lambda_{яр.}$, заключенных между продолжениями осей соседних полюсов. Такому разбиению на участки соответствует схема замещения магнитной цепи индуктора с составным звездообразным магнитопроводом (рис. 2, а). Проводимости рассеяния по полюсным наконечникам, учитываемые в методе ПЗК как проводимости пазового рассеяния, замещаются линейными параметрами $\Lambda_{сп.п.}$.

В индукторе с тангенциально намагниченными магнитами, в частности в роторе коллекторного

типа [12], в качестве полюсного наконечника рассматривается магнитомягкий сегмент, заключенный между двумя соседними магнитами. На схеме замещения (рис. 2, б) ему соответствует проводимость $\Lambda_{п.н.}$. Ярмо в индукторе этого типа представлено собственно магнитами.

Полюсные наконечники индуктора с когтеобразным магнитопроводом представляют собой когтеобразные полюсные выступы. На схеме замещения (рис. 2, в) им соответствуют проводимости $\Lambda_{п.н.}$. Проводимости Λ_{ϕ} на этой схеме замещают проводимости магнитомягких фланцев, примыкающих к намагниченному в осевом направлении кольцевому магниту с двух сторон. При наличии на индукторе двух и более когтеобразных пакетов все проводимости увеличиваются в число установленных пакетов раз. Источники м. д. с. пакетов включаются параллельно.

Внешняя для индуктора магнитная цепь, связь с которой осуществляется через узлы, отмеченные на схемах рис. 2 пунктирной линией, представлена проводимостями взаимной индукции зубцовых

контуров якоря и индуктора, являющимися проводимостями участков воздушного зазора, через которые проходит весь взаимный поток отдельных пар зубцовых контуров якоря и индуктора, и элементами, замещающими участки зубцовой зоны якоря. Разбиение зубцовой зоны якоря на элементы и формирование схемы замещения магнитной цепи якоря по этим элементам в зависимости от применяемого метода решения уравнений магнитной цепи и от требуемой точности расчета может быть выполнено в соответствии с [6] или [13].

При составлении электрических схем замещения необходимо перейти от фиктивных катушек, охватывающих сердечник эквивалентного электромагнита, к катушкам, расположенным в пазах магнитопровода. Для этого вводятся одновитковые катушки, каждая из которых охватывает один полюсный выступ магнитопровода. Электрическая схема замещения с включением таких катушек формируется на основании соответствия потока возбуждения в ветвях схемы замещения магнитной цепи, вызвавшим их ток в ветвях формируемой электрической схемы замещения фиктивной обмотки возбуждения. Это соответствие можно получить, если накоротко замкнуть внешнюю для индуктора магнитную цепь, например, условно установить магнитомягкое кольцо с бесконечно большой магнитной проницаемостью, вплотную примыкающее к наружным поверхностям всех полюсных наконечников индуктора. Магнитным сопротивлением магнитомягких участков магнитной цепи самого индуктора при этом также следует пренебречь. На схемах замещения магнитных цепей рис. 2 установка кольца эквивалентна включению провода, обозначенного пунктирной линией.

В индукторе с радиально намагниченными магнитами поток магнита является одновременно и потоком полюсного выступа, поэтому ток катушки, охватывающей полюсный выступ, совпадает с током катушки, охватывающей сердечник эквивалентного электромагнита, и равен току источника тока F_m , питающего эту катушку. Для $2p$ -полюсной магнитной системы индуктора этого типа очевидна электрическая схема замещения рис. 3, а.

В индукторе с тангенциально намагниченными магнитами поток каждого полюсного выступа (магнитомягкого сегмента) равен сумме потоков пары магнитов, примыкающих к нему с двух сторон. Такому распределению потоков соответствует распределение токов в схеме замещения $2p$ -полюсного индуктора этого типа, показанной на рис. 3, б.

Наконец, поток магнита в индукторе с когтеобразным магнитопроводом может свободно распределяться между когтеобразными полюсными выступами одной и той же полярности. На электрической схеме замещения (рис. 3, в) возможность свободного распределения тока отражается наличием узлов, соединяющих выводы катушек однополярных полюсных выступов.

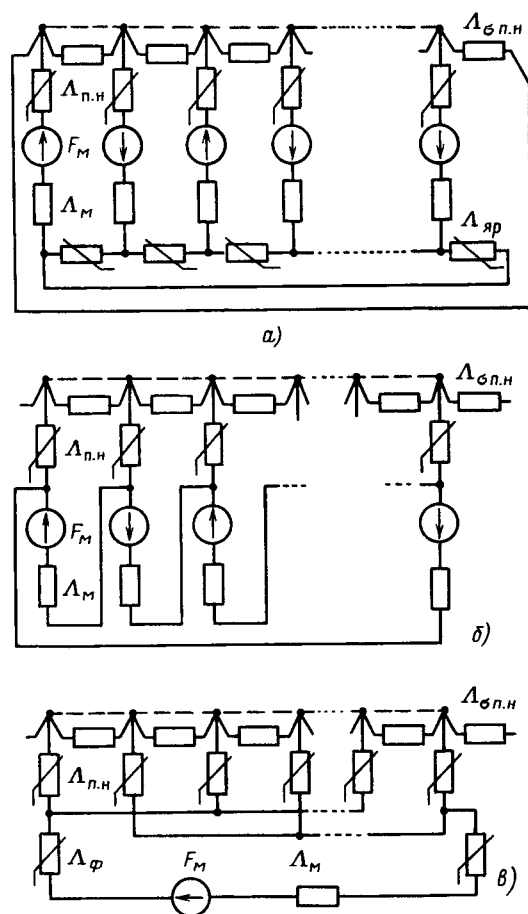


Рис. 2. Схемы замещения магнитной цепи магнитоэлектрических индукторов: а — с составным звездообразным магнитопроводом; б — с тангенциально намагниченными магнитами; в — с когтеобразным магнитопроводом

Направление тока, обтекающего катушки, во всех схемах определяется полярностью соответствующих полюсных выступов. Последовательное или параллельное включение нескольких магнитов на электрических схемах замещения учитывается последовательным или параллельным включением такого же числа источников тока. Кроме обмотки возбуждения, образованной фиктивными катушками, схема замещения может содержать и реальные электрические контуры, гальванически не связанные с фиктивными, например контуры пусковых и демпферных обмоток. Схема замещения магнитной цепи в этом случае содержит систему дополнительных проводимостей, и источников м. д. с, отражающих наличие зубцов, образованных выполненными в полюсных наконечниках пазами, и стержней обмотки, уложенных в эти пазы.

Преобразование токов фиктивной обмотки возбуждения. Токи ветвей, образованных фиктивными катушками, преобразуются к токам зубцовых контуров с использованием тех же процедур, что и токи реальных обмоток. В матричной форме записи это преобразование имеет вид [8, 13]:

$$\mathbf{i} = \mathbf{M} \mathbf{G} \mathbf{i}_b, \quad (2)$$

где \mathbf{i} — искомая матрица-столбец токов зубцовых контуров; \mathbf{M} — матрица преобразования токов пазов к токам зубцовых контуров; \mathbf{G} — матрица преобразования токов ветвей к токам пазов; \mathbf{i}_b — матрица-столбец токов ветвей.

Элементом дискретной структуры преобразуемой обмотки является «провод», представленный «катушечной стороной» одной катушки, охватывающей полюсный выступ, и расположенный на дне паза — межполюсного промежутка магнитной системы индуктора. Рассматривая катушки, охватывающие полюсные выступы, как самостоятельные параллельные ветви, получим следующую структуру матрицы преобразования токов ветвей обмотки возбуждения к токам пазов:

$$\mathbf{G}_{o.b} = \begin{bmatrix} +1 & 0 & 0 & \dots & 0 & +1 \\ -1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

при отсутствии на индукторе демпферных контуров.

Матрица $\mathbf{G}_{o.b}$ в этом случае имеет размерность $2p \times 2p$. При наличии демпферной обмотки, уложенной в дополнительные пазы, выполненные по n пазов на поверхности каждого полюсного наконечника, матрица $\mathbf{G}_{o.b}$ дополняется $2pn$ -м числом строк с нулевыми элементами, расположенными по n строк между строками матрицы (3). При этом результирующая матрица преобразования токов ветвей индуктора \mathbf{G}_n должна быть дополнена матрицей преобразования токов конту-

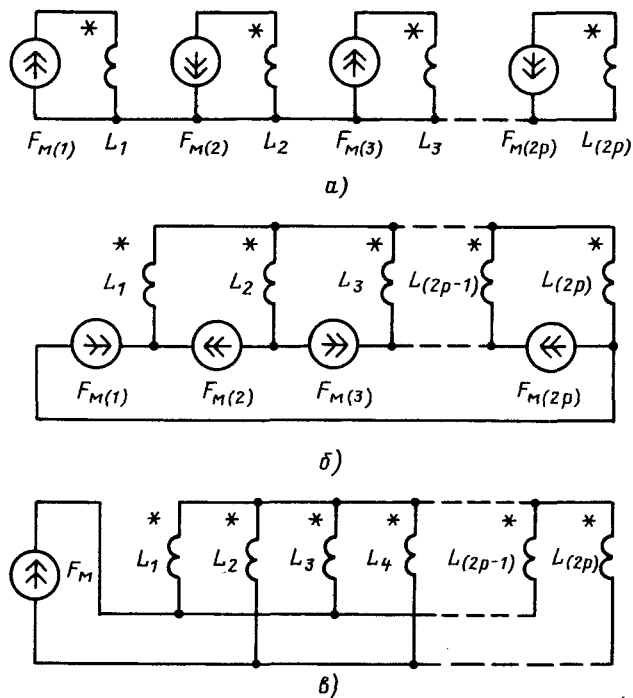


Рис. 3. Эквивалентные электрические схемы замещения магнитоэлектрических индукторов: а — с составным звездообразным магнитопроводом; б — с тангенциально намагниченными магнитами; в — с когтеобразным магнитопроводом

ров демпферной обмотки $\mathbf{G}_{d.o}$:

$$\mathbf{G}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{o.b} & [0] \\ [0] & \mathbf{G}_{d.o} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

а матрица-столбец токов ветвей индуктора $\mathbf{i}_{b.n}$ дополняется матрицей токов контуров демпферной обмотки $\mathbf{i}_{d.o}$:

$$\mathbf{i}_{b.n} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{b.o} \\ \mathbf{i}_{d.o} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Элементами матрицы $\mathbf{i}_{b.o}$ являются токи фиктивных катушек, рассчитанные по схемам замещения рис. 3. При равенстве токов всех источников, которое имеет место, в частности при симметричном расположении на индукторе магнитов одинаковой формы и материала, токи всех ветвей обмотки возбуждения одинаковы и составляют:

для индуктора с радиально намагниченными магнитами (рис. 3, а)

$$I_{o.b} = F_m; \quad (6)$$

для индуктора с тангенциально намагниченными магнитами (рис. 3, б)

$$I_{o.b} = 2F_m; \quad (7)$$

для индуктора с когтеобразным магнитопроводом (рис. 3, в)

$$I_{o.b} = F_m/p. \quad (8)$$

Предположение о стабильности прямой магнитного возврата дает возможность считать неизменными токи цепи возбуждения и при равен-

стве токов ветвей матрицы $G_{o.v}$ может быть записана как для одной последовательной ветви. Путем суммирования элементов строк матрицы (3) получаем

$$G_{o.v} = [+2 -2 +2 \dots -2]^T, \quad (9)$$

где T — знак транспонирования.

Цепь возбуждения в этом случае следует рассматривать как единую сосредоточенную обмотку, получающую питание от источника тока, ток которого определяется в соответствии с (6) — (8). В большинстве практически применяемых конструкций магнитоэлектрических индукторов имеет место симметрия маонитной системы с полупериодом сред, равным полюсному делению, что позволяет применять (9) для экономии «памяти» ЭВМ. Во многих других случаях, когда период сред отличен от двойного полюсного деления, можно выделить период, равный удвоенному, утроенному и т. д. двойному полюсному делению индуктора, и уменьшить размерность (3) путем объединения в последовательные ветви катушек, обтекаемых одинаковым током. Число столбцов матрицы $G_{o.v}$ при этом составит $2p/n_c$, где n_c — выделенный период сред индуктора.

Сформированная матрица G используется для выполнения первого действия преобразования токов индуктора в соответствии с (2), в результате которого определяются токи пазов индуктора:

$$i_{p.n} = J_{in} i_{v.n}. \quad (10)$$

Так же как и при расчете других машин, для ЭМПМ матрица преобразования токов пазов к токам зубцовых контуров M формируется из условия непрерывности магнитного поля, записанного в виде равенства нулю потока через зазор [5], с использованием матричных уравнений [8, 13] и предварительно рассчитанных униполярных проводимостей зубцовых контуров [11].

Электромагнитный расчет ЭМПМ без учета насыщения. В отличие от машин, сердечники которых полностью выполнены из магнитомягкой стали, в ЭМПМ конечной проводимостью всех ферромагнитных участков магнитной цепи пренебрегать нельзя, так как проводимости магнитов Λ_m могут быть соизмеримы с проводимостями воздушных участков. Большей проводимостью (меньшим магнитным сопротивлением) обладают магниты из литых сплавов. Значительно ниже проводимость у магнитов, выполненных на основе интерметаллических соединений редкоземельных элементов и на основе ферритов. В большинстве конструкций проводимость Λ_m таких магнитов лишь в единицы раз превышает проводимость

воздушного зазора под полюсным наконечником. Поэтому схема замещения магнитной цепи ненасыщенной ЭМПМ кроме источников м. д. с. и элементов, замещающих проводимости воздушных промежутков, содержит линейные проводимости Λ_m , которые входят в схему замещения индуктора.

На основании закона полного тока и метода контурных токов, примененного к расчету магнитных цепей, для контура K , проходящего через два соседних зубца индуктора K - и $(K+1)$ -й, и участок ярма, заключенного между осевыми линиями этих зубцов, можно записать

$$\sum_{n=1}^{z_n} (R_{Kn} \Phi_n) + \varphi_{K+1} - \varphi_K - i_{p.n(K+1)} = 0, \quad (11)$$

где z_n — число зубцов индуктора, равное числу полюсов $2p$, при отсутствии на полюсных наконечниках пазов со стержнями демпферной обмотки; R_{Kn} — собственное (при $n=K$) или взаимное (при $n \neq K$) магнитное сопротивление контура K ; Φ_n — поток n -го контура; φ_K , φ_{K+1} — скалярные магнитные потенциалы поверхностей соответственно K -го и $(K+1)$ -го зубцов; $i_{p.n(K+1)}$ — ток $(K+1)$ -го паза, причем при $K=z_n$, $\varphi_{K+1} = \varphi_1$ и $i_{p.n(K+1)} = i_{p.n(1)}$. Собственные и взаимные магнитные сопротивления контура R_{Kn} определяются по проводимостям магнитов Λ_m , входящим в схему замещения магнитной цепи индуктора, в соответствии с общими для метода контурных токов правилами [14].

Распространим (11) на все аналогичные контуры интегрирования падений м. д. с. в якоре и индукторе, т. е. на такие контуры, поток которых замыкается через два соседних зубца (полюсных выступа, для индуктора без демпферной обмотки) и участок ярма, заключенный между продолжениями их осей. Для этого введем матрицу собственных и взаимных магнитных сопротивлений R_m :

$$R_m = \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ 0 & R_{m.n} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

в которой подматрица $R_{m.n}$ размерностью $z_n \times z_n$ составлена из собственных и взаимных сопротивлений контуров интегрирования R_{Kn} в (11). Аналогичная подматрица для якоря является нулевой, поскольку его контуры интегрирования падений м. д. с. не содержат участков с конечной магнитной проводимостью. Введем также разностную матрицу

$$D = \begin{bmatrix} D_n & 0 \\ 0 & D_n \end{bmatrix}, \quad (13)$$

составленную из двух аналогичных по структуре подматриц; D_n — для якоря и D_n — для индуктора, отличающихся друг от друга размерностью.

Первая имеет размерность $z_n \times z_n$ числа зубцов якоря, а вторая — $z_n \times z_n$ числа зубцов индуктора. Каждая из подматриц сформирована таким образом, что при умножении ее на матрицу-столбец, размерностью, соответственно, z_n и z_n , для K -го элемента результирующей матрицы выполняется вычитание K -го элемента исходной матрицы из

ее $(K+1)$ -го элемента, а для последнего элемента результирующей матрицы выполняется вычитание последнего элемента исходной матрицы-столбца из ее первого элемента [8, 13].

Матрицы (12) и (13) имеют размерность общего числа зубцов якоря и индуктора $(z_{\text{я}} + z_{\text{и}}) \times (z_{\text{я}} + z_{\text{и}})$. Используя введенные матрицы, получим общее матричное уравнение для суммирования падений м. д. с. по всем контурам интегрирования

$$\mathbf{R}_m \Phi + \mathbf{D}\Phi - \mathbf{i}_n = 0, \quad (14)$$

где Φ , φ , \mathbf{i}_n , $\mathbf{0}$ — матрицы-столбцы, соответственно контурных потоков, скалярных магнитных потенциалов поверхностей зубцов, токов пазов и нулевая. Первые $z_{\text{я}}$ элементов этих матриц описывают магнитную систему якоря, а последние $z_{\text{и}}$ элементов — магнитную систему индуктора.

Поскольку число невырожденных узлов схемы замещения, для которых определяются скалярные магнитные потенциалы, на один меньше общего числа зубцов якоря и индуктора, потенциал одного из них должен быть принят равным нулю. Присваиваем нулевое значение потенциалу поверхности одного зубца индуктора. Тогда скалярные магнитные потенциалы поверхностей остальных зубцов, задаваемые эквивалентными токами зубцовых контуров \mathbf{i}_z , можно выразить из системы уравнений, записанной для воздушного зазора машины по методу узловых потенциалов [15].

Введем для этого матрицу проводимостей Λ' , получаемую из матрицы проводимостей само- и взаимной индукции зубцовых контуров Λ , вычеркиванием в ней строки и столбца, соответствующих зубцу с нулевым потенциалом. Матрица Λ формируется по рассчитанным на предварительной стадии кривым изменения проводимостей взаимной индукции зубцовых контуров статора и ротора в функции углового смещения между их осями, $\lambda = f(\theta)$ и текущему значению угла поворота ротора, а также по проводимостям пазового рассеяния якоря и индуктора. Проводимости пазового индуктора определяются по приближенным формулам, составленным для конкретной конструкции магнитоэлектрического индуктора путем суммирования проводимостей элементарных трубок простой геометрической конфигурации, расчетные формулы для которых имеются в литературе [1, 7].

Введенная матрица Λ' , размерность которой составляет $(z_{\text{я}} + z_{\text{и}} - 1) \times (z_{\text{я}} + z_{\text{и}} - 1)$, в отличие от Λ имеет обратную, что позволяет применить ее для определения скалярных магнитных потенциалов через потоки зубцовых контуров Φ_z

$$\varphi = \mathbf{i}_z = \Lambda'^{-1} \Phi_z. \quad (15)$$

В свою очередь потоки зубцовых контуров выражаются через контурные потоки с помощью разностной матрицы \mathbf{D}' , отличающейся от матрицы (13) отсутствием столбца, связанного с зубцом нулевого потенциала,

$$\Phi_z = \mathbf{D}' \Phi. \quad (16)$$

После подстановки (15) с учетом (16) и (14) и преобразований получаем систему уравнений расчета магнитной цепи ненасыщенной ЭМПМ,

$$\mathbf{A}\Phi = \mathbf{i}_n, \quad (17)$$

где

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_m + \mathbf{D}' \Lambda'^{-1} \mathbf{D}'^T. \quad (18)$$

Полученная система линейных алгебраических уравнений решается любыми известными методами. По найденным в результате решения потокам определяются потокосцепления ветвей Ψ в [8]:

$$\Psi_b = \mathbf{F}^T \mathbf{D}'^T \Phi, \quad (19)$$

где

$$\mathbf{F} = \mathbf{M}\mathbf{G}. \quad (20)$$

К полученным потокосцеплениям добавляются потокосцепления, обусловленные полем торцевых частей машины, которое в методе ПЗК рассматривается независимо от поля зазора.

Найденные потокосцепления используются для определения э. д. с. ветвей и электромагнитного момента [5]. Возможен также и непосредственный расчет электромагнитного момента через эквивалентные токи зубцовых контуров, определяемых по (15) подстановкой контурных потоков Φ из решенной системы уравнений магнитной цепи (17). Используя эквивалентные токи, получим следующее уравнение для электромагнитного момента M_z , [16]:

$$M_z = \frac{1}{2} \mathbf{i}_z^T \left(\frac{d\Lambda}{d\gamma} \right) \mathbf{i}_z, \quad (21)$$

где γ — текущее угла поворота ротора; $d\Lambda$ — матрица приращений проводимостей само- и взаимной индукции зубцовых контуров машины при элементарном перемещении ротора на угол $d\gamma$.

Кривые изменения частной производной проводимости взаимной индукции зубцовых контуров по углу поворота ротора рассчитываются заранее, путем дифференцирования кривых, полученных на предварительной стадии расчета.

Вычисленные значения потокосцеплений ветвей и электромагнитного момента используются для подстановки соответственно в уравнения равновесия напряжений (17) и уравнение движения, которые вместе составляют систему уравнений электромеханического преобразования энергии. Для ЭМПМ эта система может не содержать уравнений равновесия напряжений в контурах фиктивной обмотки возбуждения, так как токи в них неизменны. Вследствие неизменности этих токов отсутствуют и соответствующие трансформаторные э. д. с., входящие в уравнения равновесия напряжений контуров и ветвей других обмоток. На основе численного решения составленной системы на ЦВМ проводится математическое моделирование различных установившихся и переходных режимов работы ЭМПМ, включая пуск и втягивание в синхронизм, торможение, реверс, качания, короткие замыкания и т. д.

Расчет магнитной цепи насыщенной машины. Этот расчет заключается в решении итерационными методами, например методом Ньютона [18], системы нелинейных алгебраических уравнений, аналогичных матричному уравнению (17). Для этого в соответствии с правилами метода контурных токов формируется матрица собственных и взаимных магнитных сопротивлений R_m по контурам интегрирования падений м. д. с., выбранных такими же, как и в ненасыщенной машине. Кривые намагничивания элементов схем замещения якоря и индуктора рассчитываются заранее и задаются в виде совокупности точек. Магнитные сопротивления, обратно пропорциональные угловым коэффициентам участков соответствующих кривых намагничивания, при кусочно-линейной их аппроксимации, определяются по значениям потоков Φ и Φ_z , рассчитанным на предыдущей итерации. На первой итерации для ЭМПМ решается линейная задача (17) с использованием матрицы магнитных сопротивлений (12). На последующих итерациях матрица R_m приобретает структуру

$$R_m = \begin{bmatrix} R_{m,я} & 0 \\ 0 & R_{m,и} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

включающую ненулевую подматрицу $R_{m,я}$ размерностью $z_{я} \times z_{я}$, составленную из собственных и взаимных магнитных сопротивлений контуров якоря. Вследствие меньшей нелинейности магнитной цепи, обусловленной падением значительной части м. д. с. контуров на линейных участках — конечных проводимостях магнитов, при расчете ЭМПМ обеспечивается достаточно быстрая сходимость системы уравнений магнитной цепи к решению.

Выводы. 1. Применение метода проводимостей зубцовых контуров (ПЗК) к расчету электрических машин с магнитоэлектрическим индуктором позволяет выполнить расчет магнитной цепи машины в целом, с учетом взаимосвязей всех ее дискретных структур и обмоток, без выделения какой-либо одной части машины или нескольких, не связанных друг с другом частей.

2. Расчетная модель магнитоэлектрического индуктора представлена явнополюсной электромагнитной системой с катушками без потерь, получающими питание от совокупности источников тока. Источники тока замещают м. д. с. постоянных магнитов таким образом, что распределение тока между катушками соответствует распределению потока возбуждения между полюсами реальной магнитной системы индуктора.

3. Ненасыщенная машина рассчитывается с учетом конечных проводимостей магнитов по схеме замещения магнитной цепи индуктора.

4. Электромагнитный момент насыщенной машины определяется на основе линейной модели магнитной цепи с использованием тех же уравнений, что и при расчете без учета насыщения.

Насыщение учитывается в результате решения нелинейной системы уравнений магнитной цепи итерационными методами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами.— М., Л.: Энергия, 1964.
2. Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами.— М.: Энергия, 1976.
3. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование.— М.: Энергия, 1969.
4. Иванов-Смоленский А. В. Анализ магнитного поля контура в электрической машине с двухсторонней зубчатостью сердечников.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 4.
5. Иванов-Смоленский А. В. Метод проводимостей зубцовых контуров и его применение к электромагнитному расчету ненасыщенной электрической машины с двухсторонней зубчатостью сердечников.— Электричество, 1976, № 9.
6. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А., Хвостов В. А. Применение метода проводимостей зубцовых контуров к расчету магнитного поля и потокоцеплений насыщенной электрической машины с учетом двухсторонней зубчатости сердечников.— Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 7.
7. Постоянные магниты. Справочник / Под ред. Ю. М. Пятина.— М.: Энергия, 1980.
8. Дарьин А. Г., Дарьин С. Г. Применение метода проводимостей зубцовых контуров для расчета электромагнитных полей в электрических машинах.— Обзорная информация. Серия I. Электрические машины. Передвижные станции.— М.: Информэлектро, 1985, вып. I.
9. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. Применение метода магнитных зарядов к расчету индуктивных параметров контуров электрических машин.— Электричество, 1977, № 1.
10. Абрамкин Ю. В., Иванов-Смоленский А. В. Применение метода конформного преобразования для исследования плоских магнитостатических полей в областях с распределенными источниками.— Изв. вузов. Электромеханика, 1980, № 11.
11. Иванов-Смоленский А. В., Аванесов М. А. Метод расчета униполярных проводимостей зубцовых контуров с учетом двухсторонней зубчатости.— В кн.: Проблемы создания высокоэффективных электромеханических устройств.— М.: Труды МЭИ, 1980, вып. 449.
12. Безрученко В. А., Галтеев Ф. Ф. Электрические машины с постоянными магнитами.— Электрические машины и трансформаторы (Итоги науки и техники).— М.: ВИНТИ, 1982, вып. 5.
13. Власов А. И. Исследование электромагнитных процессов в турбогенераторе методом проводимостей зубцовых контуров.— Автореф. дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук.— М.: МЭИ, 1979.
14. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Т. I. Л.: Энергоиздат, 1981.
15. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах. / А. В. Иванов-Смоленский, Ю. В. Абрамкин, А. И. Власов, В. А. Кузнецов. Под ред. А. В. Иванова-Смоленского.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
16. Хэнкок Н. Матричный анализ электрических машин.— М.: Энергия, 1967.
17. Власов А. И., Иванов-Смоленский А. В. Применение метода проводимостей зубцовых контуров к расчету переходных процессов в ненасыщенных электрических машинах.— Электричество, 1979, № 8.
18. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.— М.: Наука, 1984.

Аналитический расчет магнитной проводимости воздушного зазора электрических машин с двухсторонней зубчатостью

ХРУЩЕВ В. В., доктор техн. наук,
ДЬЯКОНОВ А. Л., инж.

На современном этапе электромашиностроения грамотное конструктивное решение, обеспечивающее качественную работу электрической машины (ЭМ) в целом, возможно только на основе точного расчета магнитной проводимости (МП) воздушного зазора. Наибольший интерес представляет расчет МП для ЭМ с двухсторонней зубчатостью.

Для решения данной задачи широкое распространение получили численные методы — метод конечных разностей (МКР) и метод конечных элементов (МКЭ). Однако эти методы имеют существенные недостатки, ограничивающие их применение: во-первых, это большое время для составления и отладки программы; во-вторых, необходимость перестраивать сетку при изменении углового положения ротора относительно статора или изменении геометрических размеров зубцовой зоны. Кроме того, численные методы в силу их природы обладают рядом погрешностей, вызванных дискретизацией расчетной области.

Аналитические методы свободны от этих недостатков и имеют бесспорные преимущества перед численными. С высокой точностью позволяет решить задачу расчета МП в воздушном зазоре при двухсторонней зубчатости метод конформных преобразований [1], однако формулы, полученные этим методом, громоздки и численная реализация их чрезвычайно трудоемка. Высокой эффективностью и простотой решения отличается метод Гринберга [2], и поэтому неудивительно, что он находит все более широкое применение для решения задач подобного класса [3, 4].

В статье с помощью метода Гринберга получено решение задачи расчета МП воздушного зазора при двухсторонней зубчатости, доведенное до конечных формул и алгоритмов. Предлагаемое решение является продолжением направления, начатого в [4] и отличающегося от него выбором системы координат, что позволяет учесть реальную кривизну воздушного зазора и получить более простые выражения для МП. Кроме того, в статье получено выражение для определения зависимости МП зубцового контура от взаимного положения сердечников.

Наряду с высокой точностью расчет МП по полученным формулам довольно прост и под силу любому инженеру, так как в отличие от МКР и МКЭ, он не требует знания самого метода решения задачи. Применение при проектировании ЭМ разработанных в статье алгоритмов освобождает разработчика от наиболее трудоемкой и несвойственной ему работы — изучения и применения методов математической физики к решению его

частной задачи. Это позволяет инженеру-исследователю, имея точную информацию о характере изменения МП в воздушном зазоре, заняться непосредственно самой машиной: оптимизацией геометрии, обмоток с целью улучшения ее технико-экономических показателей.

Расчет магнитной проводимости воздушного зазора методом Гринберга. Для нахождения распределения МП в воздушном зазоре необходимо решить задачу расчета магнитного поля при униполярном намагничивании, т. е. решить уравнение Лапласа

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[r \frac{\partial u}{\partial r} \right] + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 u}{\partial \alpha^2} = 0 \quad (1)$$

при следующих граничных условиях: скалярный магнитный потенциал зубчатой поверхности статора равен нулю, потенциал ротора — единице.

Допущения, принятые при решении задачи: магнитное поле в воздушном зазоре плоскопараллельно;

магнитная проницаемость сердечников статора и ротора равна бесконечности;

пазы статора и ротора прямоугольные (рис. 1).

Расчетная область (рис. 1) ограничена зубчатыми эквипотенциальными поверхностями и радиальными линиями, отстоящими друг от друга на $2\tau = 2\pi/p$, где p — наименьший общий делитель чисел зубцов статора Z_S и ротора Z_R . Система координат жестко связана со статором, причем начало координат выбрано на оси одного из зубцов статора. Перемещение ротора характеризуется углом γ — углом между осью зубца ротора, значение которого в начальный момент равно γ_0 .

Разбив сложную расчетную область на ряд элементарных и используя метод Гринберга, запишем решение уравнения Лапласа (1) для каждой из них в общем виде:

область равномерного воздушного зазора:

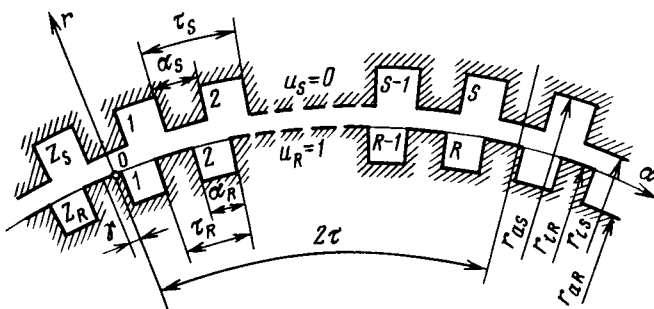


Рис. 1. Расчетная модель зубцовой зоны

$$u_\delta(\alpha, r, \gamma) = \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \left[\frac{A_m(\gamma)}{a_m} \operatorname{sh} \left(a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right) + B_m(\gamma) \operatorname{ch} \left(a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right) \right] \cos a_m \alpha + \left[C_m(\gamma) \operatorname{sh} \left(a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right) + D_m(\gamma) \operatorname{ch} \left(a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right) \right] \sin a_m \alpha \right\} \quad (2)$$

$$a_m = \pi m / \tau;$$

область i -го паза статора ($i=1, 2, 3, \dots, S$):

$$u_S^{(i)}(\alpha, r, \gamma) = \sum_{k=1}^{\infty} E_k^{(i)}(\gamma) \operatorname{sh} \left(e_k \ln \frac{r}{r_{aS}} \right) \sin e_k \times \\ \times [\alpha - \tau_S(i-0,5) + 0,5\alpha_S], \quad (3)$$

$$e_k = \pi k / \alpha_S;$$

область j -го паза ротора ($j=1, 2, 3, \dots, R$):

$$u_R^{(j)}(\alpha, r, \gamma) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} F_k^{(j)}(\gamma) \operatorname{sh} \left(f_k \ln \frac{r}{r_{aR}} \right) \sin f_k \times \\ \times [\alpha - \tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R + \gamma], \quad (4)$$

$$f_k = \pi k / \alpha_R.$$

Зная распределение скалярного потенциала в области воздушного зазора (2), можно определить индукцию магнитного поля

$$B(\alpha, r, \gamma) = -\mu_0 \frac{\partial u_\delta(\alpha, r, \gamma)}{\partial r},$$

а по ней, учитывая, что при униполярном намагничивании м. д. с. постоянна и в данном случае $F(\alpha)=1$, — удельную магнитную проводимость воздушного зазора:

$$\lambda(\alpha, r, \gamma) = \frac{\delta_0}{\mu_0} \frac{B(\alpha, r, \gamma)}{F(\alpha)} = -\delta_0 \frac{\partial u_\delta(\alpha, r, \gamma)}{\partial r}. \quad (5)$$

Тогда после подстановки (2) в (5) и ограничения полученного ряда числом членов M выражение для МП примет вид:

$$\lambda(\alpha, r, \gamma) \approx \sum_{m=0}^M [\lambda_m^c(r, \gamma) \cos a_m \alpha + \lambda_m^s(r, \gamma) \sin a_m \alpha], \quad (6)$$

где косинусные $\lambda_m^c(r, \gamma)$ и синусные $\lambda_m^s(r, \gamma)$ гармоники МП воздушного зазора вычисляются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_m^c(r, \gamma) &= -\frac{\delta_0}{r} \left[A_m(\gamma) \operatorname{ch} a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} + \right. \\ &\quad \left. + a_m B_m(\gamma) \operatorname{sh} a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right]; \\ \lambda_m^s(r, \gamma) &= -\frac{\delta_0}{r} a_m \left[C_m(\gamma) \operatorname{ch} a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} + \right. \\ &\quad \left. + D_m(\gamma) \operatorname{sh} a_m \ln \frac{r}{r_{iR}} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Число членов ряда (6) M определяется необходимой точностью расчета магнитной проводимости.

Число M рекомендуется выбирать из соотношения $M \approx (3 \div 4) \max \{S, R\}$. В этом случае погрешность расчета МП воздушного зазора при принятых допущениях составляет 1—2 %.

Таким образом, расчет $\lambda(\alpha, r, \gamma)$ сводится к определению постоянных интегрирования $A_m(\gamma)$, $B_m(\gamma)$, $C_m(\gamma)$, $D_m(\gamma)$, для нахождения которых воспользуемся свойством непрерывности магнитного потенциала и его первой производной на общих границах элементарных областей. После необходимых преобразований (см. приложение 1) получим систему линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных $A_m(\gamma)$, $B_m(\gamma)$, $C_m(\gamma)$, $D_m(\gamma)$:

$$\begin{aligned} \frac{A_n(\gamma)}{a_n} \operatorname{sh} a_n \delta' + B_n(\gamma) \operatorname{ch} a_n \delta' &\approx \sum_{m=0}^M [A_m(\gamma) \times \\ &\times \operatorname{ch} a_m \delta' + a_m B_m(\gamma) \operatorname{sh} a_m \delta'] W_{nm}^{(1)}, \quad n=0, 1, 2, \dots, M; \\ B_n(\gamma) &\approx \frac{\sin \pi n}{\pi n} + \sum_{m=0}^M A_m(\gamma) W_{nm}^{(2)}(\gamma) + \sum_{m=1}^M \times \\ &\times C_m(\gamma) a_m W_{nm}^{(3)}(\gamma), \quad n=0, 1, 2, \dots, M; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} C_n(\gamma) \operatorname{sh} a_n \delta' + D_n(\gamma) \operatorname{ch} a_n \delta' &\approx \sum_{m=1}^M [C_m(\gamma) \operatorname{ch} a_m \delta' + \\ &+ D_m(\gamma) \operatorname{sh} a_m \delta'] a_m W_{nm}^{(4)}, \quad n=1, 2, \dots, M; \\ D_n(\gamma) &\approx \sum_{m=0}^M A_m(\gamma) W_{nm}^{(5)}(\gamma) + \sum_{m=1}^M C_m(\gamma) a_m W_{nm}^{(6)}(\gamma), \\ &\quad n=1, 2, \dots, M, \end{aligned}$$

в которой коэффициенты $W_{nm}^{(1)} - W_{nm}^{(6)}(\gamma)$ определяются по формулам:

$$\begin{aligned} W_{nm}^{(1)} &= \frac{2\chi_n}{\tau} [Q_{nm} X_{nm}^{(S)} + P_{nm} Y_{nm}^{(S)}]; \quad \chi_n = \begin{cases} 0,5; & n=0 \\ 1; & n \neq 0 \end{cases} \\ W_{nm}^{(2)}(\gamma) &= \frac{2\chi_n}{\tau} [\cos a_n \gamma \cos a_m \gamma (T_{nm} X_{nm}^{(R)} + \\ &+ V_{nm} Y_{nm}^{(R)}) + \sin a_n \gamma \sin a_m \gamma (T_{nm} Y_{nm}^{(R)} + V_{nm} X_{nm}^{(R)})]; \\ W_{nm}^{(3)}(\gamma) &= \frac{2\chi_n}{\tau} [\sin a_n \gamma \cos a_m \gamma (T_{nm} X_{nm}^{(R)} + \\ &+ V_{nm} Y_{nm}^{(R)}) - \cos a_n \gamma \sin a_m \gamma (T_{nm} Y_{nm}^{(R)} + V_{nm} X_{nm}^{(R)})]; \\ W_{nm}^{(4)} &= \frac{2\chi_n}{\tau} [Q_{nm} Y_{nm}^{(S)} + P_{nm} X_{nm}^{(S)}]; \quad (9) \\ W_{nm}^{(5)}(\gamma) &= \frac{2\chi_n}{\tau} [\cos a_n \gamma \sin a_m \gamma (T_{nm} X_{nm}^{(R)} + \\ &+ V_{nm} Y_{nm}^{(R)}) - \sin a_n \gamma \cos a_m \gamma (T_{nm} Y_{nm}^{(R)} + V_{nm} X_{nm}^{(R)})]; \\ W_{nm}^{(6)}(\gamma) &= \frac{2\chi_n}{\tau} [\sin a_n \gamma \sin a_m \gamma (T_{nm} X_{nm}^{(R)} + \\ &+ V_{nm} Y_{nm}^{(R)}) + \cos a_n \gamma \cos a_m \gamma (T_{nm} Y_{nm}^{(R)} + V_{nm} X_{nm}^{(R)})], \end{aligned}$$

где для сокращения записи приняты следующие обозначения:

$$X_{nm}^{(S)} = \begin{cases} 0,5S(-1)^{\frac{n-m}{S}} + 0,5S(-1)^{\frac{n+m}{S}}, & n-m=kS \\ 0, & n \mp m \neq kS; \end{cases} \quad k \in Z$$

$$Y_{nm}^{(S)} = \begin{cases} 0,5S(-1)^{\frac{n-m}{S}} - 0,5S(-1)^{\frac{n+m}{S}}, & n-m=kS \\ 0, & n \mp m \neq kS; \end{cases} \quad k \in Z$$
(10)

$$Q_{nm} = 2 \cos \frac{a_n \alpha_S}{2} \cos \frac{a_m \alpha_S}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e_k^2 [(-1)^k - 1] \text{th } e_k \times}{(a_n^2 - e_k^2) \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times \ln (r_{is}/r_{as})}{\times (a_m^2 - e_k^2) \pi k};$$

$$P_{nm} = 2 \sin \frac{a_n \alpha_S}{2} \sin \frac{a_m \alpha_S}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e_k^2 [(-1)^k + 1] \times}{(a_n^2 - e_k^2) \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times \text{th } e_k \ln (r_{is}/r_{as})}{\times (a_m^2 - e_k^2) \pi k};$$

$$T_{nm} = 2 \cos \frac{a_n \alpha_S}{2} \cos \frac{a_m \alpha_S}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{f_k^2 [(-1)^k - 1] \times}{(a_n^2 - f_k^2) \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times \text{th } f_k \ln (r_{ir}/r_{ar})}{\times (a_m^2 - f_k^2) \pi k};$$

$$V_{nm} = 2 \sin \frac{a_n \alpha_S}{2} \sin \frac{a_m \alpha_S}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{f_k [(-1)^k + 1] \times}{(a_n^2 - f_k^2) \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times \text{th } f_k \ln (r_{ir}/r_{ar})}{\times (a_m^2 - f_k^2) \pi k}. \quad (11)$$

Поскольку полученная система (8) имеет относительно большой порядок (100—500) и матрица коэффициентов соответствующего матричного уравнения — разреженная, для ее решения целесообразно воспользоваться итерационными методами. Представим данную систему в следующем виде, удобном для применения итерационных методов [5]:

$$\begin{pmatrix} A(\gamma) \\ B(\gamma) \\ C(\gamma) \\ D(\gamma) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H^{(11)} & H^{(12)} & O & O \\ H^{(21)}(\gamma) & O & H^{(23)}(\gamma) & O \\ O & O & H^{(33)} & H^{(34)} \\ H^{(41)}(\gamma) & O & H^{(43)}(\gamma) & O \end{pmatrix} \times$$

$$\times \begin{pmatrix} A(\gamma) \\ B(\gamma) \\ C(\gamma) \\ D(\gamma) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} O \\ \frac{\sin \pi n}{\pi n} \\ O \\ O \end{pmatrix}, \quad (12)$$

где $H^{(ij)}$ — матрицы, коэффициенты которых вычисляются по формулам:

$$H_{nm}^{(11)} = \frac{a_n \text{ch } a_m \delta'}{\text{sh } a_n \delta'} W_{nm}^{(1)}; \quad \delta' = \ln \frac{r_{is}}{r_{ir}};$$

$$H_{nm}^{(12)} = \frac{a_n (a_m \text{sh } a_m \delta' - a_n \text{ch } a_n \delta') \frac{\sin \pi(n-m)}{\pi(n-m)}}{\text{sh } a_n \delta'} W_{nm}^{(1)};$$

$$H_{nm}^{(21)}(\gamma) = W_{nm}^{(2)}(\gamma); \quad N_{nm}^{(23)}(\gamma) = a_m W_{nm}^{(3)}(\gamma);$$

$$H_{nm}^{(33)} = \frac{\text{ch } a_m \delta'}{\text{sh } a_n \delta'} a_m W_{nm}^{(4)};$$

$$H_{nm}^{(34)} = \frac{\text{sh } a_m \delta' - \text{ch } a_m \delta' \frac{\sin \pi(n-m)}{\pi(n-m)}}{\text{sh } a_n \delta'} a_m W_{nm}^{(4)};$$

$$H_{nm}^{(41)}(\gamma) = W_{nm}^{(5)}(\gamma); \quad H_{nm}^{(43)}(\gamma) = a_m W_{nm}^{(6)}(\gamma). \quad (13)$$

Применяя метод последовательных приближений к решению матричного уравнения (12), можно определить неизвестные постоянные интегрирования $A_m(\gamma)$, $B_m(\gamma)$, $C_m(\gamma)$, $D_m(\gamma)$ для заданного положения ротора относительно статора, характеризуемого углом γ .

Зная $A_m(\gamma)$, $B_m(\gamma)$, $C_m(\gamma)$, $D_m(\gamma)$, по выражениям (6), (7) несложно найти распределение МП в воздушном зазоре.

На рис. 2 представлена схема алгоритма расчета удельной МП воздушного зазора на основе полученных выше формул.

Определение функциональной зависимости магнитной проводимости зубцового контура от взаимного положения сердечников. Зависимость МП зубцового контура от взаимного положения сердечников представляет собой периодическую функцию с периодом τ_R , близкую к синусоиде. Поэтому логично представить ее в виде ряда Фурье, как это сделано в [6]:

$$\Lambda_{Si}(\gamma) \approx \sum_{n=0}^{n_{\max}} \Lambda_n \cos nZ_R[\gamma - (i-1)\beta], \quad (14)$$

$$\beta = \tau_S - \tau_R; \quad i = 1, 2, 3, \dots, Z_R,$$

а гармоники МП зубцового контура Λ_n определять через униполярную проводимость [1] $\lambda(\alpha, \gamma)$ на линии расточки статора по формуле Эйлера:

$$\Lambda_n = \frac{\chi_n}{2\tau_R} \int_0^{\tau_R} \left(\frac{1}{\tau_S} \frac{\mu_0 l a t_S}{\delta_0} \int_{\tau_S/2}^{\tau_S/2} \lambda(\alpha, \gamma) d\alpha \right) \cos nZ_R \gamma d\gamma, \quad (15)$$

$$\chi = \begin{cases} 0,5; & n=0; \\ 1; & n \neq 0. \end{cases}$$

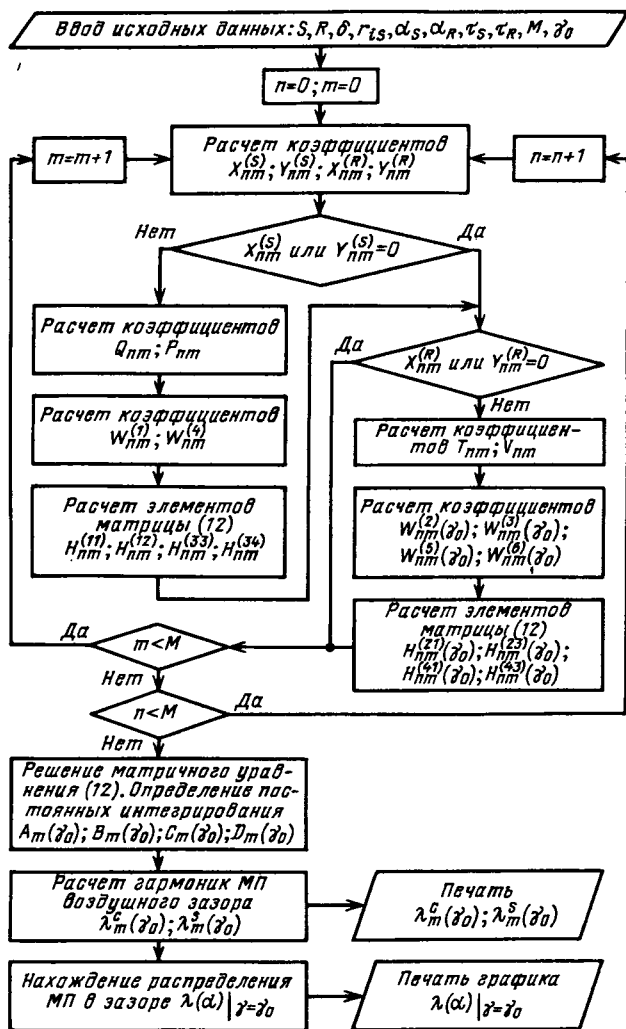


Рис. 2. Схема алгоритма расчета магнитной проводимости воздушного зазора

Ряд (14) сходится равномерно и достаточно быстро. Так, уже десятый член ряда Λ_{10} , как правило, на два-три порядка меньше Λ_1 . Поэтому для расчета МП зубцового контура $\Lambda_{Si}(\gamma)$ число гармоник n_{\max} в (14) целесообразно брать равным 10—15. Большее значение n_{\max} увеличивает объем вычислений, не оказывая значительного влияния на точность расчета МП зубцового контура.

Подставим в (15) выражение для удельной МП воздушного зазора $\lambda(\alpha, \gamma)$ (6) при $r=r_{is}$, найденное по методу Гринберга. Поскольку нельзя определить аналитически зависимость МП воздушного зазора от углового положения ротора, внешний интеграл в (15) определяется численно. Тогда, заменяя интегрирование по γ суммированием, после преобразований получим:

$$\Lambda_n \approx \frac{\chi_n}{n_{\max}} \frac{\mu_0 I_a t_s}{\delta_0} \sum_{m=0}^M \frac{\sin(\pi m / S)}{\pi m / S} \sum_{l=0}^{n_{\max}} \rho_l^{(1)} \lambda_m^c \times$$

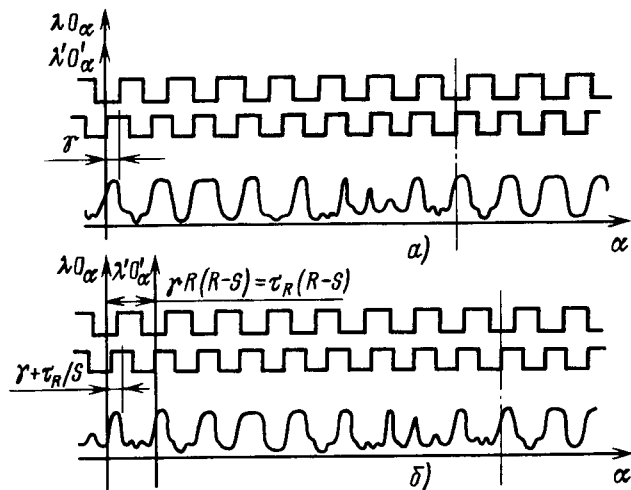


Рис. 3. К пояснению свойств гармоник магнитной проводимости воздушного зазора во вращающейся системе координат $\lambda' 0 \alpha'$

$$\times (\gamma) \cos \frac{\pi n l}{n_{\max}}. \quad (16)$$

Таким образом, для определения n_{\max} гармоник МП зубцового контура статора необходимо решить n_{\max} вариантов краевой задачи при последовательном перемещении сердечников относительно друг друга на угол $\Delta\gamma = \tau_R / n_{\max}$. При больших значениях n_{\max} , что имеет место при точном расчете $\Lambda_{Si}(\gamma)$, определение Λ_n по (16) представляет собой довольно трудоемкую задачу, так как приходится решать значительное число вариантов краевой задачи, отличающихся друг от друга положением ротора относительно статора. Это обстоятельство в ряде случаев могло бы ограничить применение метода Гринберга к расчету МП зубцового контура.

Однако, как показывают расчеты, объем вычислений можно существенно уменьшить, представив удельную МП воздушного зазора в другой системе координат, положение оси ординат которой зависит от угла поворота ротора γ и связано с ним соотношением: $\alpha' = \alpha - \gamma R(R-S)$.

В этом случае повороту ротора на угол γ соответствует смещение оси ординат на угол $\gamma R(R-S)$, а при вращении ротора со скоростью ω_R система координат будет вращаться со скоростью $\omega_R R(R-S)$, которая представляет собой скорость вращения основной гармоники МП или магнитного поля возбуждения вращающейся машины при униполярном намагничивании. Тогда во вращающейся системе координат выражение для МП воздушного зазора на линии расточки статора примет вид:

$$\lambda(\alpha, \gamma) \approx \sum_{m=0}^M \{ \lambda_{mv}^c(\gamma) \cos mp(\alpha - \gamma R(R-S)) + \lambda_{mv}^s(\gamma) \sin mp(\alpha - \gamma R(R-S)) \}, \quad (17)$$

где $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$ — m -е косинусная и синус-

ная гармоника магнитной проводимости воздушного зазора при униполярном намагничивании во вращающейся системе координат.

Исследуем свойства функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$. Для этого рассмотрим распределение МП в воздушном зазоре для двух положений ротора относительно статора, изображенных на рис. 3. Сравнение рис. 3, а и рис. 3, б показывает, что формы кривых МП совпадают, если рассматривать их в системе координат $\lambda'O'\alpha$. Это означает, что гармоники МП воздушного зазора во вращающейся системе координат являются периодическими функциями с периодом τ_R/S . Причем, как выясняется при дальнейшем исследовании свойств $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$, косинусные гармоники являются четными функциями, а синусные — нечетными.

Подставив (17) в выражение (15) и заменив в нем интегрирование по γ суммированием, после необходимых преобразований с учетом свойств функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$ (см. приложение 2) получим:

$$\Lambda_n \cong \frac{\chi_n}{2L} \frac{\mu_0 l a t_S}{\delta_0} \sum_{m=0}^M \frac{\sin(\pi m/S)}{\pi m/S} \sum_{l=0}^{L \geq n_{\max}/S} \rho_l^{(2)} \times$$

$$\times \left[\lambda_{mv}^c(\gamma_l) \cos \frac{\pi n l}{SL} (\epsilon_{nm}^{(1)} + \epsilon_{nm}^{(2)}) + \lambda_{mv}^s(\gamma_l) \times \right.$$

$$\left. \times \sin \frac{\pi n l}{SL} (\epsilon_{nm}^{(1)} - \epsilon_{nm}^{(2)}) \right]; \quad (18)$$

$$\epsilon_{nm}^{(1)} = \begin{cases} 0; m(R-S) - n \neq kS; \\ 1; m(R-S) - n = kS; \end{cases}$$

$$\epsilon_{nm}^{(2)} = \begin{cases} 0; m(r-S) + n \neq kS; \\ 1; m(r-S) + n = kS; \end{cases} \quad k \in Z$$

$$\rho_l^{(2)} = \begin{cases} 0,5; l=0, l=L \\ 1; l \neq 0, l \neq L. \end{cases}$$

Для определения n_{\max} гармоник МП зубцового контура статора по полученной формуле (18) достаточно решить всего $L \geq n_{\max}/S$ вариантов краевой задачи, т. е. в S раз меньше, чем при расчете Λ_n по (16). Это позволяет в S раз сократить объем вычислений при определении Λ_n по результатам расчета МП методом Гринберга.

На рис. 4 представлена схема алгоритма расчета МП зубцового контура, основанного на использовании формул, приведенных выше.

Для оценки адекватности и работоспособности разработанных алгоритмов проведено сопоставление зависимостей МП воздушного зазора, рассчитанных по алгоритму (рис. 2) и по

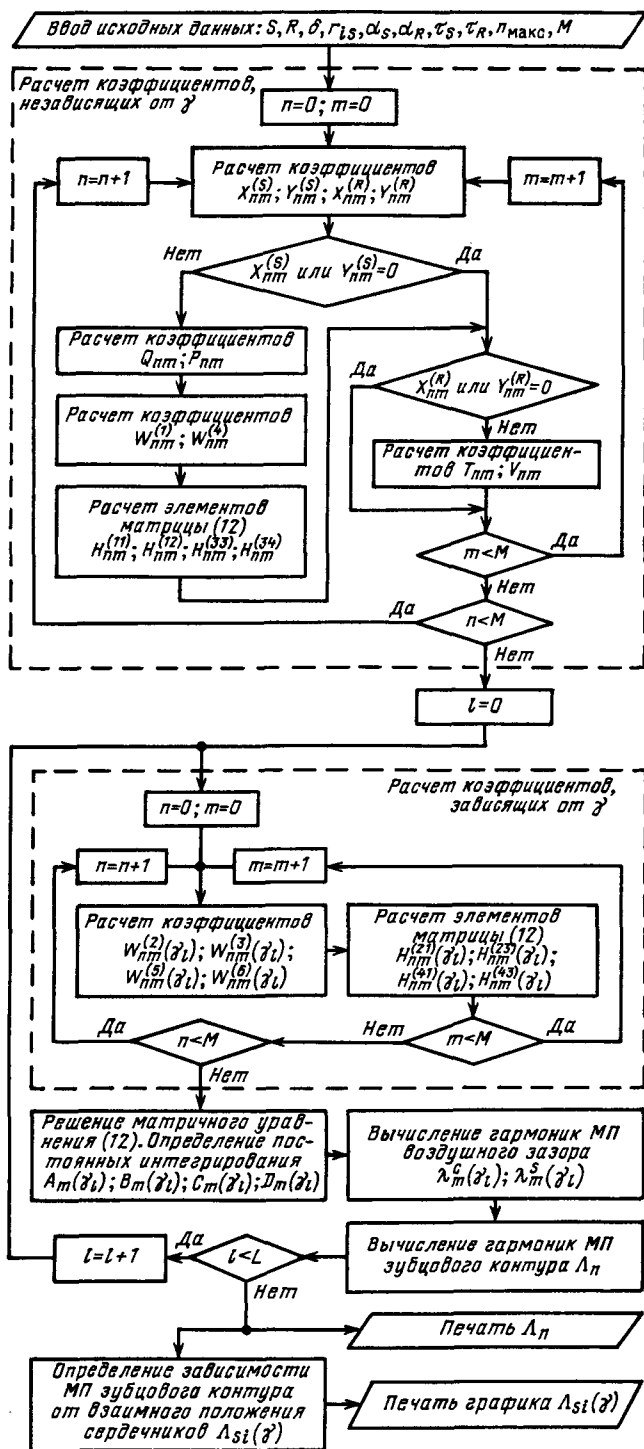


Рис. 4. Схема алгоритма расчета магнитной проводимости зубцового контура

методу конформных преобразований [8] (рис. 5). Хорошее совпадение этих зависимостей (относительная погрешность меньше 1 %) позволяет говорить о высокой точности разработанных алгоритмов расчета МП.

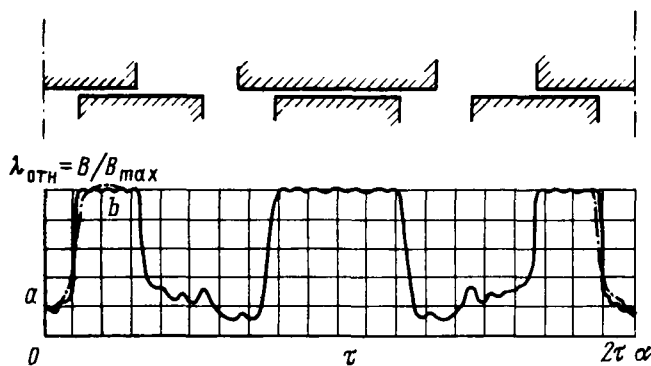


Рис. 5. Распределение магнитной проводимости воздушного зазора: — расчет по предложенной методике (рис. 2); - - - - - расчет по методу конформных преобразований [8]

Таким образом, полученные в статье выражения и разработанные алгоритмы позволяют с точностью до единиц процента рассчитывать МП воздушного зазора и МП зубцового контура ЭМ с прямоугольными пазами на статоре и на роторе при допущении о бесконечности магнитной проницаемости сердечников. Поскольку все вычисления проводятся по готовым формулам, затраты на составление и отладку программы, а также объем вычислений в этом случае значительно меньше, чем при использовании численных методов теории поля.

Приложение 1. Условие непрерывности магнитного потенциала и его первой производной на общих границах элементарных областей имеет вид:

$$u_\delta|_{r=r_{is}} = \begin{cases} u_s^{(i)}|_{r=r_{is}}; & \alpha \in [\tau_s(i-0,5) - 0,5\alpha_s; \\ & \tau_s(i-0,5) + 0,5\alpha_s] \\ 0; & \alpha \in [\tau_s(i-0,5) + 0,5\alpha_s; \\ & \tau_s(i+0,5) - 0,5\alpha_s]; \end{cases} \quad (\text{П1-1})$$

$$u_\delta|_{r=r_{ir}} = \begin{cases} u_R^{(j)}|_{r=r_{ir}}; & \alpha \in [\tau_R(j-0,5) - 0,5\alpha_R - \gamma; \\ & \tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R - \gamma]; \\ 1; & \alpha \in [\tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R - \gamma; \\ & \tau_R(j+0,5) - 0,5\alpha_R - \gamma]; \end{cases} \quad (\text{П1-2})$$

$$\frac{\partial u_\delta}{\partial r}|_{r=r_{is}} = \frac{\partial u_s^{(i)}}{\partial r}|_{r=r_{is}}; \quad \alpha \in [\tau_s(i-0,5) - 0,5\alpha_s; \\ \alpha_s(i-0,5) + 0,5\alpha_s]; \quad (\text{П1-3})$$

$$\frac{\partial u_\delta}{\partial r}|_{r=r_{ir}} = \frac{\partial u_R^{(j)}}{\partial r}|_{r=r_{ir}}; \quad \alpha \in [\tau_R(j-0,5) - 0,5\alpha_R - \gamma; \\ \tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R - \gamma]. \quad (\text{П1-4})$$

Подставим в (П1-1), (П1-2) выражения для магнитного потенциала соответствующих областей (2) — (4). Умножим после этого и (П1-1), и

(П1-2) на $\left\{ \frac{\cos}{\sin} \right\} a_n \alpha d\alpha$ и проинтегрируем полученные выражения на интервале $[0, 2\pi]$:

$$\frac{A_n(\gamma)}{a_n} \text{sh } a_n \delta' + B_n(\gamma) \text{ch } a_n \delta' = \frac{\chi_n}{\tau} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sh } \times$$

$$\times e_k \ln \frac{r_{is}}{r_{as}} \sum_{i=1}^S E_k^{(i)}(\gamma) [q_{kn} \cos a_n \tau_s(i-0,5) - \\ - p_{kn} \sin a_n \tau_s(i-0,5)];$$

$$B_n(\gamma) = 2\chi_n \frac{\sin \pi n}{\pi n} + \frac{\chi_n}{\tau} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sh } f_k \ln \frac{r_{ir}}{r_{ar}} \times$$

$$\times \sum_{j=1}^R F_k^{(j)}(\gamma) [(t_{kn} \cos a_n \gamma + v_{kn} \sin a_n \gamma) \times$$

$$\times \cos a_n \tau_R(j-0,5) + (t_{kn} \sin a_n \gamma - v_{kn} \cos a_n \gamma) \times \\ \times \sin a_n \tau_R(j-0,5)];$$

$$C_n(\gamma) \text{sh } a_n \delta' + D_n(\gamma) \text{ch } a_n \delta' = \frac{\chi_n}{\tau} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sh } e_k \ln \times$$

$$\times \frac{r_{is}}{r_{as}} \sum_{i=1}^S E_k^{(i)}(\gamma) [q_{kn} \sin a_n \tau_s(i-0,5) + p_{kn} \times \\ \times \cos a_n \tau_s(i-0,5)];$$

$$D_n(\gamma) = \frac{\chi_n}{\tau} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sh } f_k \ln \frac{r_{ir}}{r_{ar}} \sum_{j=1}^R F_k^{(j)}(\gamma) [(t_{kn} \cos a_n \gamma + \\ + v_{kn} \sin a_n \gamma) \sin a_n \tau_R(j-0,5) + (-t_{kn} \sin a_n \gamma + \\ + v_{kn} \cos a_n \gamma) \cos a_n \tau_R(j-0,5)]. \quad (\text{П1-5})$$

Подставим в оставшиеся два граничных условия (П1-3) и (П1-4) выражения (2) — (4). Тогда после умножения первого из них на $\sin e_k [\alpha - \tau_s(i-0,5) + 0,5\alpha_s] d\alpha$ и интегрирования его на интервале $[\tau_s(i-0,5) - 0,5\alpha_s; \tau_s(i-0,5) + 0,5\alpha_s]$ выражение (П1-3) примет вид:

$$2 \sum_{m=0}^{\infty} \{ (A_m(\gamma) \text{ch } a_m \delta' + a_m B_m(\gamma) \text{sh } a_m \delta') \times \\ \times [q_{km} \cos a_m \tau_s(i-0,5) - p_{km} \sin a_m \tau_s(i-0,5)] + \\ + a_m (C_m(\gamma) \text{ch } a_m \delta' + D_m(\gamma) \text{sh } a_m \delta') \times \\ \times [q_{km} \sin a_m \tau_s(i-0,5) + p_{km} \cos a_m \tau_s(i-0,5)] \} = E_k^{(i)}(\gamma) \alpha_s e_k \text{ch } e_k \ln \frac{r_{is}}{r_{as}},$$

$$\text{где } \left\{ \frac{q_{km}}{p_{km}} \right\} = \frac{e_k [(-1)^k \mp 1] \left\{ \frac{\cos}{\sin} \right\} \frac{a_m \alpha_s}{2}}{a_m^2 - e_k^2}.$$

Умножив (П1-4) на $\sin f_k [\alpha - \tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R - \gamma] d\alpha$ и проинтегрировав его на интервале $[\tau_R(j-0,5) - 0,5\alpha_R - \gamma; \tau_R(j-0,5) + 0,5\alpha_R - \gamma]$, получим:

$$2 \sum_{j=0}^{\infty} \{ A_m(\gamma) [(t_{km} \cos a_m \gamma + v_{km} \sin a_m \gamma) \cos a_m \tau_R \times \\ \times (j-0,5) + (t_{km} \sin a_m \gamma - v_{km} \cos a_m \gamma) \sin a_m \tau_R \times$$

$$\begin{aligned} & \times (j-0,5) + a_m C_m(\gamma) [t_{km} \cos a_m \gamma + v_{km} \sin a_m \gamma] \times \\ & \times \sin a_m \tau_R (j-0,5) + (-t_{km} \sin a_m \gamma + v_{km} \cos a_m \gamma) \times \\ & \times \cos a_m \tau_R (j-0,5)] = F_k^{(j)}(\gamma) f_k \alpha_R \operatorname{ch} f_k \ln \frac{r_{iR}}{r_{aR}}, \end{aligned}$$

где

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{km} \\ v_{km} \end{array} \right\} = \frac{f_k [(-1)^k \mp 1] \left\{ \begin{array}{l} \cos \\ \sin \end{array} \right\} \frac{a_m \alpha_R}{2}}{a_m^2 - f_k^2}. \quad (\text{П1-7})$$

Подставив значения $E_k^{(i)}$ и $F_k^{(j)}(\gamma)$ из (П1-6) и (П1-7), получим бесконечную систему алгебраических уравнений относительно неизвестных $A_m(\gamma)$, $B_m(\gamma)$, $C_m(\gamma)$, $D_m(\gamma)$, для решения которой, воспользовавшись методом редукции, ограничим число членов бесконечных рядов по m некоторым числом M [см. (8)].

Приложение 2. После подстановки в (15) выражения (17) и интегрирования по пространственной координате α получим следующую формулу для Λ_n , выраженную через гармоники МП воздушного зазора во вращающейся системе координат:

$$\begin{aligned} \Lambda_n = & \frac{\chi_n}{2\tau_R} \frac{\mu_0 l_a t_S}{\delta_0} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \pi m/S}{\pi m/S} \int_0^{\tau_R} [\lambda_{mv}^c(\gamma) \times \\ & \times \cos mpR(R-S)\gamma - \lambda_{mv}^s(\gamma) \sin mpR(R-S)\gamma] \times \\ & \times \cos npR\gamma \cdot d\gamma. \end{aligned} \quad (\text{П2-1})$$

Разобьем интеграл в выражении (П2-1) на S интегралов с равными интервалами интегрирования, длина которых равна периоду функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$, и заменим переменные интегрирования в полученных интегралах $\gamma' = \gamma + i \frac{\tau_R}{S}$; $i=0, 1, 2, \dots, S-1$.

Тогда с учетом свойств периодичности функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$ запишем:

$$\begin{aligned} \Lambda_n = & \frac{\chi_n}{2\tau_R} \frac{\mu_0 l_a t_S}{\delta_0} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \pi m/S}{\pi m/S} \sum_{i=0}^{S-1} \int_0^{\tau_R/S} [\lambda_{mv}^c(\gamma') \times \\ & \times \cos (mpR(R-S)(\gamma' + i \frac{\tau_R}{S})) - \lambda_{mv}^s(\gamma') \sin \times \\ & \times (mpR(R-S)(\gamma' + i \frac{\tau_R}{S}))] \cos (npR(\gamma' + \\ & + i \frac{\tau_R}{S})) d\gamma'. \end{aligned} \quad (\text{П2-2})$$

Разбив интеграл в выражении (П2-2) на два интеграла с длиной интервалов интегрирования, равной половине периода функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$, сделаем замену переменной во втором интеграле:

$$\gamma'' = -\gamma' + \frac{\tau_R}{S}.$$

Тогда, учитывая свойства четности и нечетности функций $\lambda_{mv}^c(\gamma)$ и $\lambda_{mv}^s(\gamma)$, а также следующие

соотношения [7]:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{S-1} \cos [m(R-S) - n] pR \left\{ \begin{array}{l} \gamma' + i\tau_R/S \\ -\gamma'' + (i+1)\tau_R/S \end{array} \right\} &= \\ = S\epsilon_{nm}^{(1)} \cos [m(R-S) - n] pR\gamma; \\ \sum_{i=0}^{S-1} \cos [m(R-S) + n] pR \left\{ \begin{array}{l} \gamma' + i\tau_R/S \\ -\gamma'' + (i+1)\tau_R/S \end{array} \right\} &= \\ = S\epsilon_{nm}^{(2)} \cos [m(R-S) - n] pR\gamma; \\ \sum_{i=0}^{S-1} \sin [m(R-S) \mp n] pR \left\{ \begin{array}{l} \gamma' + i\tau_R/S \\ -\gamma'' + (i+1)\tau_R/S \end{array} \right\} &= 0. \end{aligned}$$

После несложных, но громоздких тригонометрических преобразований получим:

$$\begin{aligned} \Lambda_n = & \frac{\chi_n}{2\tau_R} \frac{\mu_0 l_a t_S}{\delta_0} S \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \pi m/S}{\pi m/S} \int_0^{\tau_R/2S} [\epsilon_{nm}^{(1)} \cos [m(R-S) - n] pR\gamma + \epsilon_{nm}^{(2)} \cos [m(R-S) + \\ & + n] pR\gamma] - \lambda_{mv}^s(\gamma) [\epsilon_{nm}^{(1)} \sin [m(R-S) - n] pR\gamma + \\ & + \epsilon_{nm}^{(2)} \sin [m(R-S) + n] pR\gamma]. \end{aligned} \quad (\text{П2-3})$$

В прежней системе координат, жестко связанной со статором, выражение для n -й гармоники МП зубцового контура статора примет вид:

$$\begin{aligned} \Lambda_n = & \frac{\chi_n}{2\tau_R} \frac{\mu_0 l_a t_S}{\delta_0} S \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \pi m/S}{\pi m/S} \int_0^{\tau_R/2S} [\lambda_m^c(\gamma) \times \\ & \times \cos mpR\gamma \cdot (\epsilon_{nm}^{(1)} + \epsilon_{nm}^{(2)}) + \lambda_m^s(\gamma) \sin npR\gamma \times \\ & \times (\epsilon_{nm}^{(1)} - \epsilon_{nm}^{(2)})] d\gamma. \end{aligned} \quad (\text{П2-4})$$

Поскольку неизвестен аналитический вид функций $\lambda_m^c(\gamma)$ и $\lambda_m^s(\gamma)$, интегралы в выражении (П2-4) определяются численно. Поэтому выражение для Λ_n целесообразно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Lambda_n = & \frac{\chi_n}{2L} \frac{\mu_0 l_a t_S}{\delta_0} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \pi m/S}{\pi m/S} \sum_{l=0}^{L \geq n_{\max}/S} \rho_l^{(2)} [\lambda_m^c \times \\ & \times (\gamma_l) \cos \frac{\pi n l}{S L} (\epsilon_{nm}^{(1)} + \epsilon_{nm}^{(2)}) + \lambda_m^s(\gamma_l) \sin \frac{\pi n l}{S L} \times \\ & \times (\epsilon_{nm}^{(1)} - \epsilon_{nm}^{(2)})]. \end{aligned} \quad (\text{П2-5})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А. В. Иванов-Смоленский, Ю. В. Абрамкин, А. И. Власов, В. А. Кузнецов. Под ред. А. В. Иванова-Смоленского. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 216 с.
2. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1948. — 728 с.
3. Иванов-Смоленский А. В., Мнацаканян М. С. Аналитический метод расчета магнитного поля в воздушном зазоре

электрических машин с односторонней зубчатостью.— Электричество, 1972, № 3, с. 57—60.

4. Карасев А. В. Влияние зубчатости статора и ротора на магнитное поле электрической машины.— Электричество, 1984, № 11, с. 71—74.

5. Фаддеев Д. К., Фаддеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры.— М.; Л.: Физматгиз, 1963.— 743 с.

6. Коник Б. Х. Учет зубчатости статора и ротора в электрических машинах.— Изв. вузов. Электромеханика, 1963, № 7, с. 835—837.

7. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.— М.: Физматгиз, 1962.— 1100 с.

8. Хег Р. Электромагнитные расчеты.— М.: ОНТИ, 1934.— 302 с.

[20.01.88]

УДК 621.313.332.062.1

Включение асинхронных генераторов на параллельную работу

БОЯР-СОЗОНОВИЧ С. П., канд. техн. наук,
ВИШНЕВСКИЙ Л. В., канд. техн. наук,
БЕЛЯЕВ В. И., инж.

Одесса

Повышение экономичности и надежности энергетической установки зависит от стоимости обслуживания, системы управления и технического обслуживания. В то время как параллельная работа синхронных генераторов небольшой мощности (4—200 кВ·А) крайне неустойчива, требует специальной аппаратуры для синхронизации, а зачастую вообще неэффективна из-за большой амплитуды обменных колебаний активной энергии [1], параллельная работа асинхронных генераторов (АГ) такой же мощности устойчива. Отсутствию биений напряжения и затяжных переходных процессов в АГ способствует эластичная электромагнитная связь между вращающимся полем статора и его ротором, определяемая и выравниваемая изменяющимися скольжением. Наличие мощной демпферной клетки в виде короткозамкнутой обмотки ротора и параллельное подключение к выходу АГ батареи конденсаторов возбуждения, играющих к тому же роль фильтра, обеспечивают высокое качество (синусоидальность) напряжения [1—4].

Рассмотрим методику выбора оптимальных условий включения АГ на параллельную работу, в соответствии с которой этот процесс может быть автоматизирован при минимуме материальных затрат. Включение генераторных агрегатов на параллельную работу является ответственным моментом эксплуатации электроэнергетических установок. При неправильном выборе начальных условий проведения этой операции в генераторах появляются уравнительные токи, которые вызывают электромагнитные моменты, действующие как на электрические машины, так и на первичные двигатели.

Величины токов и электромагнитных моментов в переходных процессах могут многократно пре-

вышать их номинальные значения, что оказывает существенное влияние на устойчивость и надежную работу энергетической установки в целом. Методы включения на параллельную работу синхронных агрегатов и переходные процессы в них достаточно глубоко исследованы [1].

В последнее время оживился интерес к использованию в качестве генераторов рядовых асинхронных машин с к. з. ротором. Такие преимущества бесконтактных асинхронных генераторов перед синхронными, как отсутствие щеточного аппарата, простота конструкции, лучшие массогабаритные показатели, представляют наибольший интерес при разработке энергетических установок автономных объектов (морских судов, самолетов, передвижных электростанций и др.)

Для определения оптимальных условий включения асинхронных генераторов на параллельную работу (рис. 1, а) необходимы дополнительные исследования в них электромагнитных процессов.

Известно [1], что процесс синхронизации возбужденного генератора можно рассматривать, как суперпозицию режима трехфазного к. з. генератора при его первоначальном напряжении на режим включения невозбужденного генератора на напряжение, установившееся на общих шинах после его включения.

Для исследования переходных процессов используем систему уравнений, описывающую АГ в системе координат U , V , 0 , вращающуюся в пространстве с частотой поля статора. Для применения принципа наложения принимаются обычные в теории электрических машин допущения, позволяющие считать выбранную систему уравнений линейной: электрическая машина симметрична, на роторе расположена одна трехфазная обмотка, машина работает в ненасыщенном ре-

жиме, потери на вихревые токи и гистерезис отсутствуют.

Процесс включения АГ на сеть с напряжением U_1 описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} I_1(p)r + (p+j)\Psi_1(p) - p(\Psi_{10}) &= -U; \\ I_2(p)r_2 + (p+js)\Psi_2(p) - p(\Psi_{20}) &= 0; \\ \Psi_1(p) &= x_1 I_1(p) + x_m I_2(p); \\ \Psi_2(p) &= x_2 I_2(p) + x_m I_1(p), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где I_1 , I_2 , Ψ_1 , Ψ_2 , Ψ_{10} , Ψ_{20} — токи, потокосцепления и начальные значения потокосцеплений соответственно статора и ротора; r_1 , x_1 , r_2 , x_2 — активные и индуктивные сопротивления статора и ротора; x_m — индуктивное сопротивление взаимной индукции статора и ротора; U — значение выходного напряжения генератора; s — скольжение ротора.

Режим включения невозбужденного АГ в сеть бесконечной мощности характеризуется решением системы уравнений (1), которые при нулевых начальных условиях и номинальной частоте вращения ротора для тока и потокосцепления статора имеет вид [5]:

$$I_1(p) = UN(p)/x'_2 M(p); \quad (2)$$

$$\Psi_1(p) = UD(p)/M(p), \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} N(p) &= p + js + \alpha_2; \\ M(p) &= \alpha'_1(p + js + \alpha_2) + (p + j)(p + js + \alpha'_2); \\ D(p) &= p + js + \alpha'_2; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

x'_1 — переходное индуктивное сопротивление статора; α'_1 — коэффициент затухания обмотки статора при замкнутом роторе; α'_2 , α_2 — коэффициенты затухания процесса в обмотке ротора при замкнутом и разомкнутом статоре соответственно.

Оригиналы векторов тока и потокосцепления определяем по формуле теоремы разложения. В процессе преобразования получаемых выражений для их упрощения используем соотношения между параметрами асинхронных машин промышленных серий 4А, АИ, АМ [5]:

$$\alpha'_1 \approx \alpha'_2; \quad x_1 \approx x_2; \quad \alpha'_2 \gg \alpha_2; \quad s \approx 0. \quad (5)$$

Полагая в (2) и (3) $p=0$, находим установившиеся значения тока и потокосцепления статора

$$I_{1y} = \frac{-U(\alpha_2 + js)}{jx_1(\alpha'_2 + js)} \approx -\frac{U(s/r_2 - j1/x_2)}{j}; \quad (6)$$

$$\Psi_{1y} \approx jU. \quad (7)$$

Для свободных составляющих тока по формуле теоремы разложения можно записать:

$$I_{1cb} = -U/x_2 \left[\frac{N(p_1)}{M'(p_1)p_1} e^{p_1 t} + \frac{N(p_2)}{M'(p_2)p} e^{p_2 t} \right] \quad (8)$$

где корни выражения (4) равны [5]:

$$p_1 \approx -(\alpha'_1 + js); \quad p_2 \approx -(\alpha'_2 + js). \quad (9)$$

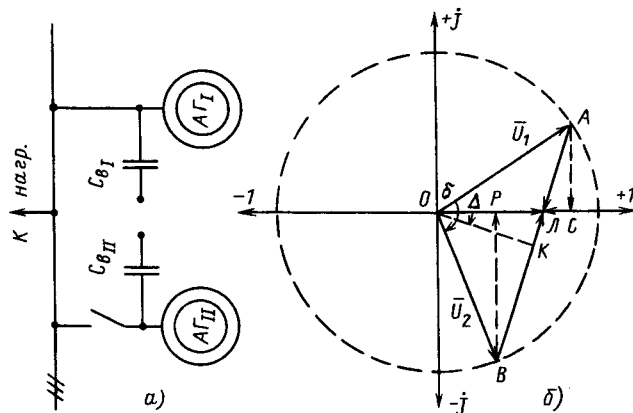


Рис. 1. Схема включения АГ на параллельную работу (а) и векторная диаграмма напряжений для случая включения двух АГ на параллельную работу (б)

После преобразования (8) с учетом (5) и (9) получаем

$$I_1 = -U/x'_1(j - \alpha')e^{-(\alpha'_1 + j)t}; \quad (10)$$

$$I_2 = U/x'_1(j - \alpha')e^{-(\alpha'_2 + js)t}, \quad (11)$$

где $\alpha' = \alpha'_1 - \alpha'_2$.

Свободные составляющие потокосцепления определяются в соответствии с теоремой разложения

$$\Psi_{1cb} = \left[\frac{D(p_1)}{M'(p_1)p_1} e^{p_1 t} + \frac{D(p_2)}{M'(p_2)p_2} e^{p_2 t} \right]. \quad (12)$$

После преобразования с учетом (5) и (9) получаем

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= -U(j - \alpha'_1)e^{-(\alpha'_1 + j)t}; \\ \Psi_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Согласно [1] трехфазное короткое замыкание (к. з.) генератора можно рассматривать как включение невозбужденного генератора на напряжение, обратное по знаку напряжению, действующему на генератор до к. з. Так как при к. з. отключается источник реактивного тока возбуждения АГ [4], то установившийся процесс после к. з. отсутствует. Выражения, определяющие значение тока и потокосцепления статора при к. з. АГ, получим, подставив соответствующие величины в (10) — (12).

Процесс синхронизации АГ соизмеримой мощности имеет определенные отличия от включения АГ к сети бесконечно большой мощности.

На осциллограмме (рис. 2) представлены процессы изменения токов нагрузки и напряжения генераторов при синхронизации двух одинаковых АГ, выполненных на базе асинхронных машин АМ72-4М [4], параметры которых удовлетворяют допущениям (5). Угол рассогласования фаз перед

включением примерно равен 100° . Частота вращения агрегатов одинаковая.

Анализ переходного процесса позволяет выделить в нем три составляющие, протекающие с различной скоростью:

короткое замыкание, определяющее первоначальный провал напряжения на общих шинах;

процесс в АГ под действием напряжения, установившегося после к. з.;

процесс самовозбуждения АГ после к. з. до номинальной величины напряжения.

В динамическом режиме АГ справедлива Т-образная схема замещения [3]. Полагая сопротивление соединительной линии значительно меньшим активного сопротивления статорных обмоток, амплитуду напряжения, установившегося на общих шинах после к. з., можно определить в соответствии с законом сохранения заряда в электрических цепях с емкостью.

Необходимо отметить, что подобные рассуждения справедливы только в случае включения ненагруженных агрегатов. В этом случае постоянная времени процесса перезаряда конденсаторов $\tau = R_n C$, где R_n — сопротивление соединительной линии. Учитывая, что ударные токи в асинхронных машинах затухают в течение двух-трех периодов, а напряжение АГ за это время изменяется в малой степени (для случая, изображенного на рис. 2, $\Delta U \approx 5\% U_n$), в расчетах можно полагать это напряжение с постоянной амплитудой. Пренебрегая процессом самовозбуждения АГ и учитывая значительную механическую инерционность вращающихся масс агрегатов, для которой можно считать в течение нескольких переходов частоту вращения роторов неизменной, возможно в этом случае линеаризовать асинхронную машину и применить здесь метод наложения [5].

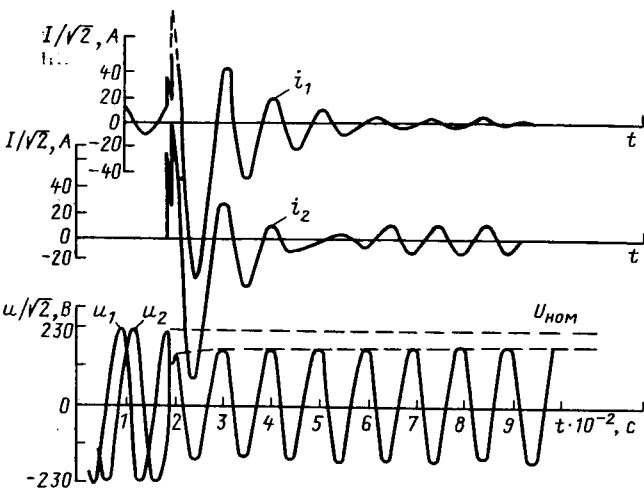


Рис. 2. Осциллограмма включения на параллельную работу двух АГ мощностью 19 кВт (угол рассогласования фаз около 100°)

Чтобы определить значения напряжений при синхронизации асинхронных генераторов соизмеримой мощности, рассмотрим совмещенную векторную диаграмму (рис. 1, б). Напряжение, установившееся в энергосистеме после к. з. конденсаторов, находим по закону сохранения заряда в электрических цепях с емкостью

$$\underline{U}_1 C_1 + \underline{U}_2 C_2 = \underline{U}_y (C_1 + C_2),$$

откуда получаем

$$\underline{U}_y = \frac{\underline{U}_1 C_1 + \underline{U}_2 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (14)$$

В соответствии с принципом наложения свободную часть переходного процесса синхронизации можно рассматривать под действием суммы напряжений [6]

$$\underline{U}_{\kappa.31} = -\underline{U}_1 + \underline{U}_y, \quad \underline{U}_{\kappa.32} = -\underline{U}_2 + \underline{U}_y$$

для опережающего и отстающего генераторов соответственно.

С учетом (14) получаем

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{\kappa.31} &= (\underline{U}_2 - \underline{U}_1) C_2 / (C_1 + C_2); \\ \underline{U}_{\kappa.32} &= (\underline{U}_1 - \underline{U}_2) C_1 / (C_1 + C_2). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Из этих выражений следует, что напряжения $\underline{U}_{\kappa.31}$ и $\underline{U}_{\kappa.32}$ действуют в противофазе, а их амплитуды обратно пропорциональны отношению емкостей систем возбуждения.

Учитывая, что опережающий (с углом δ) АГ можно одновременно рассматривать как отстающий (с углом $2\pi - \delta$), в дальнейшем рассмотрим переходный процесс только опережающего АГ.

Представим \underline{U}_y и $\underline{U}_{\kappa.31}$ через начальные условия синхронизации. Для этого на рис. 1, б построим вектор $(\underline{U} - \underline{U}_1)$ и на нем отметим в соответствии с (15) точку Л так, чтобы $\overline{AL} = \underline{U}_{\kappa.31}$. Вектор $\overline{OL} = \underline{U}_y$ совместим с действительной осью комплексной плоскости. Опустим перпендикуляры ОК на АВ, АС на ОС, ВР на ОС.

В равнобедренном треугольнике АОВ отрезок ОК является высотой и биссектрисой, т. е. $\angle AOK = \angle BOK = \delta/2$. Найдем угол $\angle COK = \Delta$, используя известные тригонометрические зависимости. Откуда

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_y &= \overline{OK} / \cos \Delta = U_m \cos \frac{\delta}{2} / \cos \Delta; \\ \underline{U}_{\kappa.31} &= U_m \sin (\delta/2 - \Delta) (\operatorname{tg} \Delta + j). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Подставляя полученные выражения \underline{U}_y и $\underline{U}_{\kappa.31}$ в (6), (7), (10), (11), (13), находим установившиеся и свободные составляющие тока и потоко-сцепления АГ в режиме синхронизации:

$$\begin{aligned} \Psi_{ly} &= j \underline{U}_y; & \Psi_1 &= -U_m e^{-\alpha_1 t} \sin \delta/2 [(\cos Ct - \sin Dt) - j(\sin At + \cos Bt)]; & \underline{I}_y &= -\underline{U}_y (s/r_2 - j1/x_1); \\ & & \underline{I}_1 &= -\underline{U}_m / x_1' e^{-\alpha_1 t} \sin \delta/2 [(\cos Ct - \end{aligned}$$

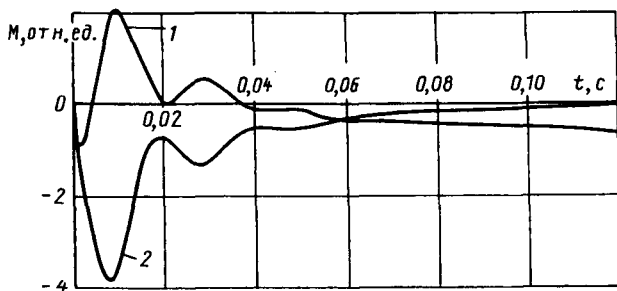


Рис. 3. Переходный процесс изменения электромагнитного момента, возникающего при несинхронном включении асинхронных генераторов на параллельную работу ($\delta=70^\circ$): 1 — у отстающего нагруженного генератора; 2 — у опережающего ненагруженного генератора

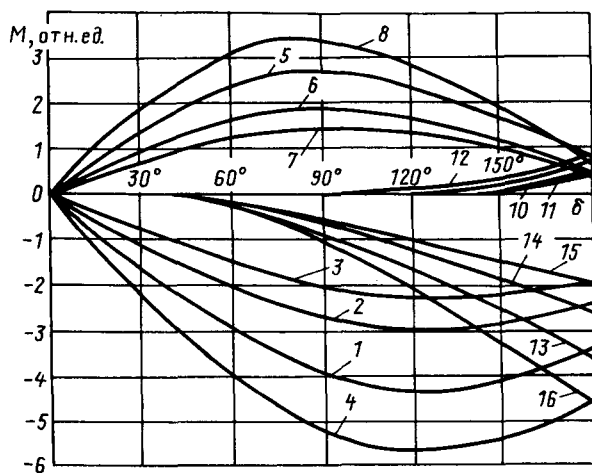


Рис. 4. Зависимости максимума электромагнитного момента асинхронных генераторов от угла рассогласования при включении на параллельную работу (при $C_1/C_{II}=1$; 2; 3; 0,5): 1, 9, 2, 10, 3, 11, 4 и 12 — отрицательные и положительные M_{max} для опережающего АГ; 13, 5, 14, 6, 15, 7, 16, 8 — то же для отстающего

$$-\sin Dt) - j(\sin Ct + \cos Dt)]; \quad I_2 = \frac{U_m}{x'_1} e^{-\alpha'_2 t} \times \sin \delta/2 (C - jD),$$

где $A = 1 + \alpha'_1 \operatorname{tg} \Delta$; $B = \operatorname{tg} \Delta - \alpha'_1$; $C = 1 + \alpha'_2 \operatorname{tg} \Delta$; $D = \operatorname{tg} \Delta - \alpha'_2$.

Момент, возникающий в АГ при переходном процессе, определим по известному выражению [5]:

$$M = \operatorname{Re} [j\Psi_1 \bar{I}_1],$$

где \bar{I}_1 — сопряженный вектор тока I_1 .

Представим момент в виде пяти слагаемых

$$M = M_n + M_{\alpha'_1} + M_{\alpha'_2} + M_{2\alpha'_1} + M_{(\alpha'_1 + \alpha'_2)}, \quad (17)$$

где $M_n = U_{ym}^2 s / r_2$; $M_{\alpha'_1} = U_m \sin \delta/2 e^{-\alpha'_1 t} U_{ym} \times \times [-1/x_1 (\cos At - \sin Bt) + s/r_2 (\sin At + \cos Bt) + + 1/x_1 (\cos Ct - \sin Dt)];$ $M_{\alpha'_2} = -U_m U_{ym} e^{-\alpha'_2 t} \times \times \sin \delta/2 C$; $M_{2\alpha'_1} = U_m^2 / x'_1 \sin^2 \delta/2 e^{-2\alpha'_1 t} [(\sin Ct + + \cos Dt)(\sin Bt - \cos At) + (\sin At + \cos Bt) \times$

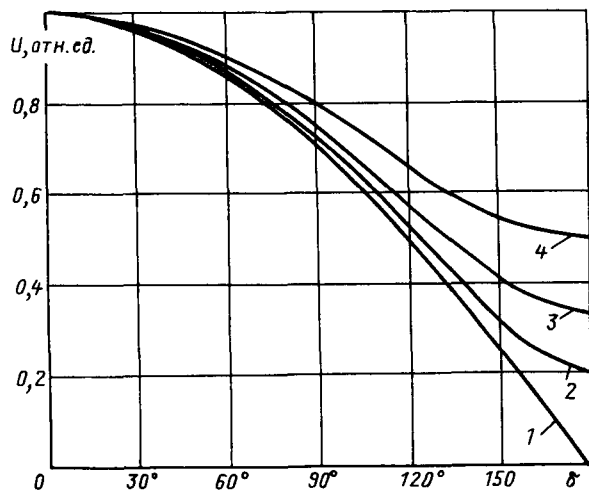


Рис. 5. Изменение напряжения на общих шинах при включении асинхронных генераторов на параллельную работу в зависимости от угла рассогласования фаз при соотношении емкостей конденсаторов возбуждения двух АГ: 1 — 1:1; 2 — 1:2; 3 — 1:3; 4 — 1:4

$$\times (\cos Ct - \sin Dt)]; \quad M_{(\alpha'_1 + \alpha'_2)} = U_m^2 / x'_1 \sin^2 \delta/2 \times \times e^{-(\alpha'_1 + \alpha'_2) t} [D(\sin Bt - \cos At) - C(\sin At + \cos Bt)].$$

По формулам (16), (17) был проведен расчет параметров переходного процесса синхронизации для асинхронных генераторов с усредненными параметрами в относительных единицах: $x_m = x_2 = 2,5$; $\alpha'_1 = 0,19$; $\alpha'_2 = 0,15$; $\alpha_2 = 0,012$; $\tau = 0,09$ [5] и на рис. 3 показаны кривые, представляющие результаты расчета величины моментов АГ во время синхронизации для угла рассогласования фаз 70° , а на рис. 4 в графическом виде представлены результаты расчета максимальных ударных электромагнитных моментов, возникающих в асинхронных генераторах в течение переходного процесса синхронизации. Расчет проводился для опережающего и отстающего АГ при изменении угла рассогласования фаз от 0 до 180° .

На рис. 5 показано изменение амплитуды напряжения на общих шинах 2-х генераторов при их синхронизации с различной ёмкостью возбуждения при изменении угла рассогласования фаз от 0 до 180° .

Используя полученные графические зависимости (рис. 4 и 5), можно определить оптимальные условия синхронизации АГ при заданном ограничении значений ударных моментов и провала напряжения в энергосистеме.

Выводы. 1. При выполнении условий точной синхронизации включение АГ на параллельную работу протекает без уравнивающих токов и ударных моментов.

2. Переходный процесс при включении АГ на параллельную работу сопровождается меньшими ударными токами и моментами, чем в аналогичных условиях у синхронных генераторов.

3. Длительность действия ударных моментов в процессе синхронизации АГ ограничивается двумя-тремя периодами частоты напряжения.

4. Максимальный провал напряжения возникает при включении на параллельную работу АГ, имеющих одинаковую емкость систем возбуждения, в противофазе. В этом случае происходит срыв возбуждения АГ.

5. Устройства синхронизации для АГ требуют меньшей точности, что упрощает ее реализацию и снижает время проведения операции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Константинов В. Н. Синхронизация судовых синхронных генераторов.— Л.: Судостроение, 1978.
2. Мелешкин Г. А. Переходные режимы судовых электроэнергетических систем.— Л.: Судостроение, 1965.
3. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов / И. М. Постников и др.— Киев: Наукова думка, 1980.
4. Бояр-Созонович С. П., Вишневский Л. В., Беляев В. Н. Особенности параллельной работы асинхронных генераторов.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1985, № 5.
5. Трешев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока.— Л.: Энергоатомиздат, 1989.
6. Шакарян Ю. Г. Асинхронизированные синхронные машины.— М.: Энергоатомиздат, 1984.

[24.05.89]

УДК 621.039.673.018.782.3

Переходные процессы при программируемом разряде емкостного накопителя энергии

ФРИДМАН Б. Э.

Ленинград

Емкостные накопители энергии (ЕНЭ) в настоящее время широко используются для физических исследований и в технологических процессах в качестве источника сильных импульсных токов [1]. При достаточно большой величине запасаемой энергии накопители представляют собой разделенную на секции батарею конденсаторов, причем каждая секция или ячейка накопителя кроме конденсаторов имеет еще коммутатор (один или несколько параллельных разрядников) и кабельную линию, соединяющую коммутатор с общей для всех ячеек нагрузкой. Традиционное управление разрядным процессом в ЕНЭ осуществляется путем одновременного включения всех коммутаторов, что обеспечивает синхронный и параллельный разряд всех ячеек накопителя на нагрузку. При этом импульс тока в нагрузке представляет собой затухающие колебания или унipoлярный импульс — в зависимости от величины активного сопротивления разрядного контура, и определяется в первом приближении как решение элементарной задачи о разряде конденсатора в последовательном *LCR*-контуре.

Как правило, переходный процесс при разряде ЕНЭ должен быть согласован с динамическими процессами в нагрузке. Пример такого согласования рассмотрен в [2 и 3]. В этом случае для заданной нагрузки согласование достигается выбором параметров ЕНЭ (напряжение зарядки, емкость), а формы импульсов разрядного тока для согласованных и несогласованных режимов практически одинаковы — близки к затухающей синусоиде. Очевидно, что фиксированная форма им-

пульса разрядного тока сужает возможности достижения требуемых режимов разряда ЕНЭ. Поэтому традиционное управление разрядным процессом в ЕНЭ, когда все коммутаторы включаются одновременно, имеет принципиальный недостаток, заключающий в крайне ограниченных возможностях согласования процесса выделения запасенной энергии и динамических процессов в нагрузке.

Естественным способом повышения эффективности разрядного процесса является формирование тока в нагрузке путем неодновременного поочередного включения коммутаторов. В этом режиме, который можно назвать режимом программируемого разряда, ток в нагрузке определяется не только параметрами разрядного контура ЕНЭ, но и интервалом времени между включением коммутаторов. Изменяя темп подключения ячеек, можно в принципе влиять на значение тока в нагрузке с целью достижения оптимального режима вывода накопленной энергии. В настоящей статье рассматриваются свойства такого управления разрядным током ЕНЭ, исследуются переходные процессы при программируемом разряде в приближении к теории линейных электрических цепей.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема разрядных цепей ЕНЭ. Все ячейки имеют одинаковые емкость C_1 , индуктивность L_1 и активное сопротивление R_1 . Коммутаторы B_1, B_2, \dots, B_n замыкаются поочередно, начиная с B_1 и подключают ячейки с заряженными конденсаторами C_1 к общей нагрузке L, R .

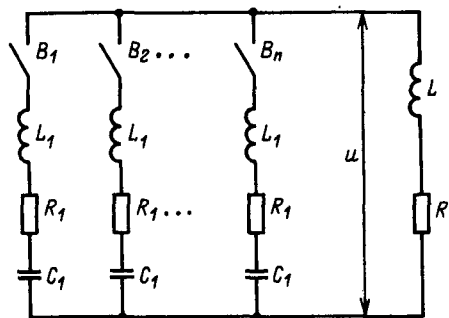


Рис. 1. Эквивалентная схема разрядных цепей ЕНЭ

Для исследования переходных процессов в системе контуров рис. 1 требуется решить систему линейных дифференциальных уравнений переменного порядка $2k$, где k — количество включенных в данный момент времени ячеек. Точное аналитическое решение такой задачи в замкнутой форме, позволяющей исследовать переходной процесс, не известно. В связи с этим, для выделения главных определяющих особенностей исследуемых процессов произведем так называемое усреднение, при котором отдельно будем рассматривать «медленный» процесс, определяющий протекание тока в нагрузке, и «быстрый» процесс перераспределения заряда при подключении очередного конденсатора. При приближенном исследовании «медленного» процесса будем пренебрегать параметрами L_1 и R_1 ячейки, а при приближенном исследовании «быстрого» процесса можно пренебречь изменением напряжения на нагрузке при коммутационном процессе перераспределения заряда конденсаторов. Погрешность такого подхода зависит как от параметров разрядных цепей ЕНЭ, так и от темпа коммутации, и устанавливается в настоящей статье сравнением приближенных аналитических зависимостей с численным решением на ЭВМ, учитывающим все элементы схемы рис. 1.

В рамках усредненного описания «медленного» процесса рассмотрим режим коммутации. Пусть включены и разряжаются первые k ячеек и в момент времени t_k происходит замыкание B_{k+1} и подключение $(k+1)$ -й ячейки. Из условия равенства заряда до и после замыкания B_k имеем [4]:

$$kC_1 U_{k-0} + C_1 U_0 = (k+1)C_1 U_{k+0},$$

где U_0 — напряжение зарядки конденсатора; U_{k-0} и U_{k+0} — напряжения на нагрузке до и после коммутации;

$$U_{k+0} = \frac{kU_{k-0} + U_0}{k+1}. \quad (1)$$

Процесс коммутации сопровождается выделением в сопротивлениях R_1 энергии, определяемой как

$$\begin{aligned} \Delta W &= \left(kC_1 \frac{U_{k-0}^2}{2} + C_1 \frac{U_0^2}{2} \right) - (k+1)C_1 \frac{U_{k+0}^2}{2} = \\ &= \frac{k}{k+1} \frac{C_1}{2} (U_0 - U_{k-0})^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Потери энергии при коммутации ΔW в первом приближении не зависят от параметров L_1 и R_1 . Эти параметры определяют длительность «быстрого» переходного процесса и значения токов и напряжений в процессе перераспределения заряда.

Введем безразмерные переменные: $u = U/U_0$,

$$i = \frac{IL^{1/2}}{U_0 C_1^{1/2}}, \quad \tau = (t - t_k) \frac{1}{L^{1/2} C_1^{1/2}}.$$

На интервале времени между срабатыванием коммутаторов B_k и B_{k+1} при $t_{k-1} < t < t_k$ «медленный» переходный процесс описывается следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u}{d\tau^2} + \delta \frac{du}{d\tau} + \frac{1}{k} u &= 0; \\ i &= -k \frac{du}{d\tau}; \\ 0 < \tau < \tau_k, \quad k &= 1, 2, \dots, n; \\ u/\tau=0+\varepsilon &= u_{k-1+0}, \quad i/\tau=0 = i_{k-1}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\delta = \frac{RC_1^{1/2}}{L^{1/2}}; \varepsilon \rightarrow 0$.

На первом шаге коммутации при $k=1$.

Решение (3) определяется следующими формулами:

$$\left. \begin{aligned} u(\tau) &= u_{k-1+0} f_1(\tau) + (\delta u_{k-1+0} - \\ &\quad - \frac{1}{k} i_{k-1}) f_2(\tau); \\ i(\tau) &= i_{k-1} f_1(\tau) + u_{k-1+0} f_2(\tau), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$f_1(\tau) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{\delta\tau}{2}\right) \left(-\frac{\delta}{2\omega} \sin \omega\tau + \cos \omega\tau\right) \\ \text{при } \omega^2 = \frac{1}{k} - \frac{\delta^2}{4} > 0; \\ \exp\left(-\frac{\delta\tau}{2}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{\delta\tau}{2}\right)\right) \\ \text{при } k = \frac{4}{\delta^2}; \\ \frac{1}{2\sqrt{D}} [\beta \exp(-\beta\tau) - \alpha \exp(-\alpha\tau)] \\ \text{при } D = \frac{\delta^2}{4} - \frac{1}{k} > 0; \end{cases}$$

$$f_2(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\omega} \exp\left(-\frac{\delta\tau}{2}\right) \sin \omega\tau & \text{при } \omega^2 = \frac{1}{k} - \frac{\delta^2}{4} > 0; \\ \tau \exp\left(-\frac{\delta\tau}{2}\right) & \text{при } k = \frac{4}{\delta^2}; \\ \frac{1}{2\sqrt{D}} [\exp(-\alpha\tau) - \exp(-\beta\tau)] & \text{при } D = \frac{\delta^2}{4} - \frac{1}{k}; \end{cases}$$

$$\alpha = \frac{\delta}{2} - \sqrt{D}; \quad \beta = \frac{\delta}{2} + \sqrt{D};$$

$$i_k = i(\tau_k); \quad u_{k+0} = \frac{ku(\tau_k) + 1}{k+1}.$$

В начале программируемого разряда при малых значениях k корни характеристического уравнения комплексные и на интервале времени между коммутацией $0 < \tau < \tau_k$ имеет место колебательный режим разряда. Затем по мере подключения но-

вых ячеек и увеличения значения k корни характеристического уравнения могут стать действительными и между коммутацией будет апериодический переходный процесс.

Для $k \gg 1$ в приложении дано приближенное асимптотическое решение задачи (3) в виде ряда по степеням малого параметра $\varepsilon = 1/k$, которое не зависит от корней характеристического уравнения:

$$u = u_{k-1+0} (1 + \varepsilon\varphi_1 + \varepsilon^2\varphi_2 + \dots) - i_{k-1} \times (\varepsilon\psi_1 + \varepsilon^2\psi_2 + \dots); \quad (5)$$

$$i = -u_{k-1+0} (\varphi'_1 + \varepsilon\varphi'_2 + \dots) + i_{k-1} \times (\psi'_1 + \varepsilon\psi'_2 + \dots).$$

При этом коэффициенты первого приближения

$$\varphi_1 = 1/\delta^2 [1 - \delta\tau - \exp(-\delta\tau)]; \quad \psi_1 = 1/\delta [1 - \exp(-\delta\tau)]; \quad (6)$$

а коэффициенты второго приближения

$$\varphi_2 = 1/\delta^4 [1 - 2\delta\tau + \frac{1}{2}\delta^2\tau^2 - \exp(-\delta\tau) \times (1 + \delta\tau)]; \quad \psi_2 = 1/\delta^3 \delta\tau [1 + \exp(-\delta\tau)]. \quad (7)$$

На рис. 2 сплошными линиями представлены графики напряжения u и тока i для программируемого разряда с постоянным темпом коммутации ($\tau_k = \text{const}$). Графики показывают, что при достаточно больших значениях k наступает режим, близкий к периодическому, при котором напряжение u и ток i приближаются к своим предельным значениям u_∞ и i_∞ . Эти предельные значения можно установить из асимптотических формул (5), (6) с учетом (1):

$$\left. \begin{aligned} u_\infty &= \lim_{k \rightarrow \infty} u_{k+0} = \frac{1 + \psi'_1}{(1 - \varphi_1)(1 + \psi'_1) + \varphi'_1\psi_1} = \frac{\delta}{\delta + \tau_k}; \\ i_\infty &= \lim_{k \rightarrow \infty} i_k = \frac{\varphi'_1}{(1 - \varphi_1)(1 + \psi'_1) + \varphi'_1\psi_1} = \frac{1}{\delta + \tau_k}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В размерных физических величинах предельные значения напряжения и тока равны:

$$\left. \begin{aligned} U_\infty &= U_0 \left(1 + \frac{\Delta t_k}{RC_1}\right)^{-1}; \\ I_\infty &= \frac{U_0}{R} \left(1 + \frac{\Delta t_k}{RC_1}\right)^{-1}, \end{aligned} \right\} \quad (8a)$$

где $\Delta t_k = t_k - t_{k-1}$ — интервал времени между коммутациями.

Заметим, что формулы (8a) нетрудно установить из баланса электрического заряда на основе следующего простого соображения. В установившемся режиме изменение заряда ΔQ вновь подключенной ячейки расходуется на поддержание постоянного тока I_∞ в нагрузке в течение времени Δt_k между коммутациями:

$$\Delta Q = C_1 (U_0 - U_\infty) = I_\infty \Delta t_k = \frac{U_\infty}{R} \Delta t_k.$$

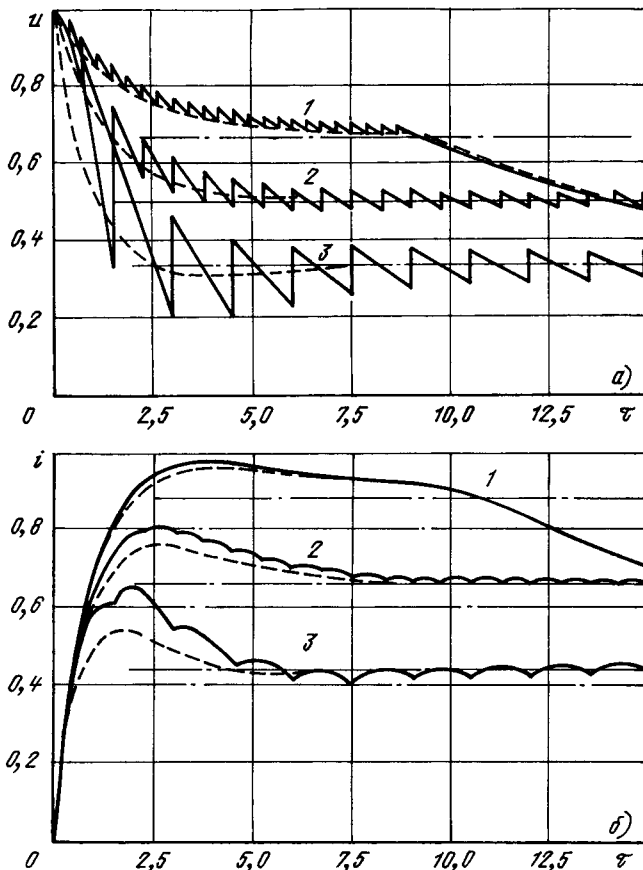


Рис. 2. «Медленные» переходные процессы при разряде ЕНЭ: $\delta = 0,75$, $n = 24$; 1 — $\tau_k = 0,375$; 2 — $\tau_k = 0,75$; 3 — $\tau_k = 1,5$; а — напряжение; б — ток в нагрузке; — — — — при дискретном изменении емкости; — — — — при непрерывном изменении емкости; — · — — — предельные значения напряжения и тока

«Медленный» переходный процесс описывается конечно-разностными уравнениями (1) и (4) или (1) и (5). В пределе при достаточно большой частоте коммутации возможно дальнейшее усреднение «медленного» переходного процесса, при котором можно считать, что емкость изменяется не ступенчато, а представляет собой непрерывную функцию времени. При этом в эквивалентной схеме «медленного» переходного процесса (рис. 3) совокупность ячеек ЕНЭ будет представлена параллельным соединением переменной емкости $C(t)$ и источника тока $I_1(t)$, причем ток I_1 компенсирует увеличение заряда в контуре за счет подключения предварительно заряженных конденсаторов.

$$I_1 = \lim_{\Delta t_k \rightarrow 0} \frac{C_1 U_0}{\Delta t_k} = U_0 \frac{dC}{dt}. \quad (9)$$

Для эквивалентной схемы рис. 3 справедливы следующие уравнения Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{d}{dt}(CU) + I_1 - I &= 0; \\ U - RI - L \frac{dI}{dt} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

С учетом (9) из первого уравнения Кирхгофа получим

$$I = U_0 \frac{dC}{dt} - \frac{d}{dt}(CU) = \frac{dQ}{dt},$$

где $Q = (U_0 - U)C$.

Тогда второе уравнение Кирхгофа можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{d^2 Q}{dt^2} + R \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C} &= U_0; \\ Q|_{t=0} &= 0, \quad \frac{dQ}{dt} \Big|_{t=0} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Обозначим $\xi = \frac{C(t)}{C_1}$. Аналогично тому, как это было сделано ранее, приведем (11) к безразмерному виду:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 q}{d\tau^2} + \delta \frac{dq}{d\tau} + \frac{1}{\xi} q &= 1; \\ q|_{\tau=0} &= 0, \quad \frac{dq}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = 0; \\ i &= \frac{dq}{d\tau}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $q = (1-u)\xi = \frac{Q}{U_0 C_1}$; $\tau = tL^{-\frac{1}{2}} C_1^{-\frac{1}{2}}$; i и δ соответствуют ранее введенным обозначениям.

Решение (12) можно искать в виде суммы

$$q = q_1 + q_2,$$

где q_1 — общее решение соответствующего однородного уравнения; q_2 — частное решение неоднородного уравнения (12).

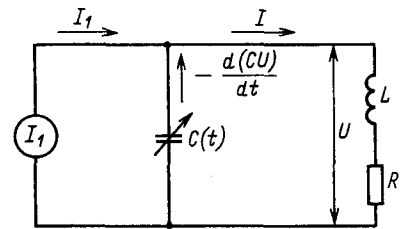


Рис. 3. Эквивалентная схема «медленного» переходного процесса при непрерывной аппроксимации емкости.

При постоянном темпе коммутации ($\xi = \xi_1 \tau$, $\xi_1 = \text{const}$) однородное уравнение заменой переменных $x = -\delta \tau$ приводится к вырожденному гипергеометрическому уравнению, решение которого выражается через K -функции Бейтмена [6]. Частное решение неоднородного уравнения (12)

$$q_2 = \frac{\tau}{\delta + 1/\xi_1}$$

определяет установившийся режим, при котором ток в нагрузке

$$i_\infty = \frac{dq_2}{d\tau} = \frac{1}{\delta + 1/\xi_1}. \quad (13)$$

Заметим, что полученное значение i_∞ совпадает с найденным ранее (8), так как $\xi = 1/\tau_k$.

Графики напряжения u и тока i , полученные численным интегрированием (12), показаны пунктиром на рис. 2. Эти графики подтверждают допустимость аппроксимации емкости в виде непрерывной функции времени при практических расчетах «медленного» переходного процесса.

На рис. 4 представлены графики токов и напряжений при программируемом разряде с постоянным темпом коммутации в схеме ЕНЭ рис. 1, полученные численным интегрированием. Кривая тока в нагрузке в целом совпадает с кривой тока, полученной при усредненном описании «медленного» переходного процесса по эквивалентной схеме рис. 3. Отличие имеется лишь в том, что расчет «медленного» переходного процесса дает более короткий передний фронт импульса тока, так как эквивалентная схема рис. 3 не учитывает собственные индуктивности L_1 ячеек, которые в начале процесса при малом k могут ограничить крутизну фронта импульса тока в нагрузке. Графики рис. 4, а и б дают полную картину протекания «быстрых» переходных процессов при программируемом разряде. Колебания напряжения на конденсаторе C_1 происходят относительно среднего значения, равного напряжению на нагрузке, которое может быть установлено приближенным расчетом «медленного» переходного процесса. Колебания тока ячейки приближенно соответствуют «быстрому» переходному процессу разряда ячейки на источник э. д. с., по величине равной напряжению на нагрузке u .

При программируемом разряде ЕНЭ управляющее воздействие реализуется через график

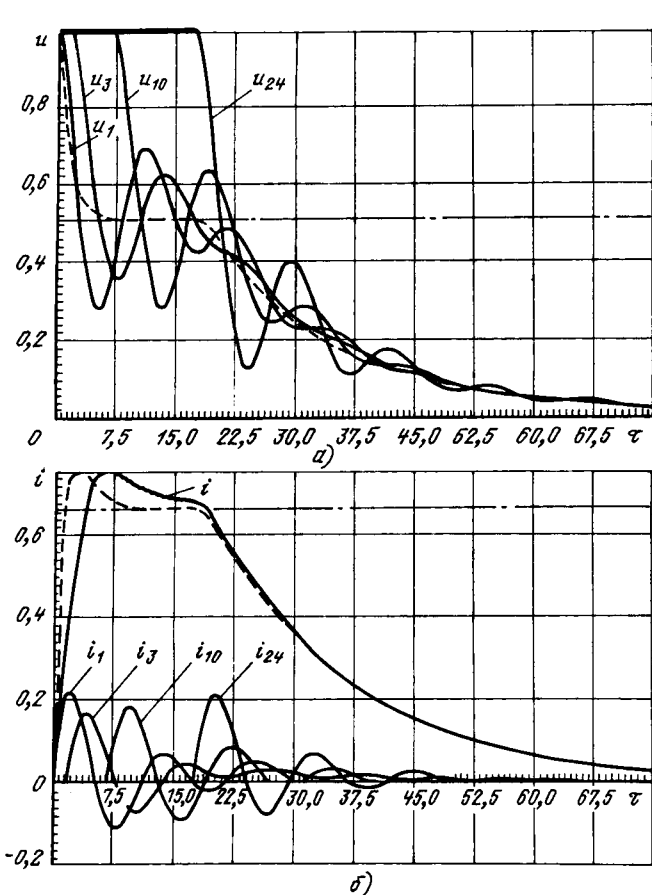


Рис. 4. Переходные процессы при программируемом разряде ЕНЭ с постоянным темпом коммутации; $\delta=0,75$; $n=24$;

$\tau_k=0,75$; $\frac{R_1 C_1^{1/2}}{L^{1/2}}=0,2$; $L_1/L=3,75$; а — напряжение на конденсаторах 1-, 3-, 10- и 24-й ячейки; б — ток в нагрузке i и ток 1-, 3-, 10- и 24-й ячейки; — — — — — приближенное решение «медленного» переходного процесса при непрерывной аппроксимации емкости; ······ — предельные значения напряжения u_∞ и тока в нагрузке i_∞

подключения ячейки. Закономерна постановка и обратной задачи: определение графика подключения ячейки, обеспечивающего заданную форму импульса тока в нагрузке. Усредненное описание «медленного» переходного процесса по эквивалентной схеме рис. 3 позволяет получить приближенное решение обратной задачи. Так, согласно (12), если заданная временная зависимость импульса тока $i(\tau)$ является непрерывной функцией времени и удовлетворяет условиям

$$i/\tau=0=0; \frac{di}{d\tau} + \delta i < 1 \text{ при } \tau \geq 0,$$

то для получения импульса тока $i(\tau)$ подключение ячеек накопителя должно производиться по графику, определяемому формулами

$$k(\tau) = \text{целая часть } [\zeta(\tau)], \quad (14)$$

$$\text{где } \zeta(\tau) = C/C_1 = \int_0^\tau i d\tau / 1 - \delta i - \frac{di}{d\tau}.$$

Решение обратной задачи имеет смысл только для начальной стадии программируемого разряда, пока $k(\tau)$ из (14) является неубывающей функцией времени. Алгоритм управления программируемым разрядом, реализующий решение (14), требует в каждом конкретном случае проверки, которая заключается в численном расчете переходного процесса в полной эквивалентной схеме ЕНЭ (рис. 1).

Выводы. 1. При программируемом разряде емкостного накопителя затраты энергии на управление определяются дополнительными потерями энергии в «быстром» переходном процессе перераспределения заряда конденсаторов.

2. Ток в нагрузке может быть приближенно определен как решение конечно-разностных или дифференциальных уравнений второго порядка, учитывающих как параметры электрических цепей накопителя, так и темп подключения заряженных ячеек.

3. При выборе элементов емкостных накопителей следует учитывать, что в режиме программируемого разряда амплитуда тока в ячейке, определяемая «быстрым» переходным процессом перераспределения заряда конденсаторов, превышает амплитуду тока ячейки в традиционном режиме одновременного включения разряда всех ячеек накопителя.

4. В начальной стадии программируемого разряда требуемая форма импульса тока в нагрузке может быть при определенных условиях обеспечена управляющим воздействием, которое реализуется через график подключения ячеек.

Приложение. Построение асимптотического решения задачи (3).

При $\varepsilon=1/k$ задача (3) представляет собой задачу Коши для обыкновенного дифференциального уравнения второго порядка с малым параметром ε :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u}{d\tau^2} + \delta \frac{du}{d\tau} + \varepsilon u &= 0; \\ u/\tau=0 &= u_{k-1+0}; \quad \frac{du}{d\tau} / \tau=0 = -\varepsilon i_{k-1}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

Ищем решение (П-1) в виде ряда по степеням ε [5]:

$$u = u_0 + \varepsilon u_1 + \varepsilon^2 u_2 + \dots \quad (\text{П-2})$$

Подставим ряд (П-2) в (П-1) и приравняем в полученных зависимостях выражения при одинаковых степенях ε . Получим следующий набор линейных дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u_0}{d\tau^2} + \delta \frac{du_0}{d\tau} &= 0; \\ u_0/\tau=0 &= u_{k-1+0}; \quad \frac{du_0}{d\tau} / \tau=0 = 0; \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

для ε^1 :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u_1}{d\tau^2} + \delta \frac{du_1}{d\tau} &= -u_0; \\ u_1/\tau=0 &= 0; \frac{du_1}{d\tau} / \tau=0 = -i_{k-1}; \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

для ε^2 :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u_2}{d\tau^2} + \delta \frac{du_2}{d\tau} &= -u_1; \\ u_2/\tau=0 &= 0; \frac{du_2}{d\tau} / \tau=0 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-5})$$

и т. д.

Особенностью этих дифференциальных уравнений является то, что они решаются последовательно, одно за другим; решение (П-3) подставляется в правую часть (П-4), решение (П-4) подставляется в (П-5) и т. д.:

$$\begin{aligned} u_0 &= u_{k-1+0} = \text{const}; \\ u_1 &= u_{k-1+0} \varphi_1(\tau) - i_{k-1} \psi_1(\tau); \\ u_2 &= u_{k-1+0} \varphi_2(\tau) - i_{k-1} \psi_2(\tau); \\ &\dots \end{aligned}$$

Подставляя полученные решения в (П-1) и учитывая, что

$$i = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{du}{d\tau},$$

имеем (5), (6) и (7).

Список литературы

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В. С. Комелькова. — М.: Атомиздат, 1970.
2. Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Энергетические соотношения в колебательном контуре, используемом для ускорения проводников электромагнитными силами. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 2.
3. Фридман Б. Э. Электродинамическое ускорение проводящего тела в условиях ограниченных перемещений. — Изв. вузов. Электромеханика, 1976, № 5.
4. Розенфельд А. С., Яхинсон Б. И. Переходные процессы и обобщенные функции. — М.: Наука, 1966.
5. Коул Дж. Методы возмущений в прикладной математике. — М.: Мир, 1972.
6. Бейтмен Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции, т. 1. — М.: Наука, 1973.

[09.03.89]

УДК 621.3.013.001.24

Магнитное поле проводящего цилиндра конечной длины при поперечном возбуждении

ЛАНГЕН А. М., доктор техн. наук,
СЕМЕНКО Л. П., канд. техн. наук,
СЕМЕНКО Е. В., канд. физ.-мат. наук

Расчет магнитного поля в цилиндре позволяет определить потери энергии в нем и поэтому представляет практический интерес. Поперечная составляющая магнитной индукции B_0 (рис. 1) предполагается равномерной в пространстве, синусоидальной во времени. Несмотря на кажущуюся простоту задачи, аналитическое решение подобных задач отсутствует. В то же время аналитические методы расчета даже при наличии целого ряда упрощающих посылок имеют неоспоримые преимущества перед численными, позволяя анализировать влияние входящих в решение характеристик и параметров.

В статье предпринята попытка приближенного решения уравнения Пуассона для векторного потенциала, описывающего магнитное поле цилиндра конечной длины в цилиндрической системе координат методом интегральных преобразований. Материал цилиндра выбран немагнитным; это определяет решение линейной задачи,

а также упрощает используемые в статье условия сопряжения.

Основное уравнение для векторного потенциала \vec{A} , вводимого как

$$\text{rot } \vec{A} = \vec{B}; \quad (1)$$

$$\text{div } \vec{A} = 0, \quad (2)$$

имеет вид

$$\text{rot rot } \vec{A} = -j\omega\mu\vec{A}. \quad (3)$$

В то же время,

$$\nabla^2 \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla \times (\nabla \times \vec{A}). \quad (4)$$

С учетом (2), (4) уравнение (3) в цилиндрической системе координат может быть представлено следующим образом:

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial^2 A_{ir}(r, z, \varphi)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{ir}(r, z, \varphi)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{ir}(r, z, \varphi)}{\partial \varphi^2} + \\
& + \frac{\partial^2 A_{ir}(r, z, \varphi)}{\partial z^2} - \frac{A_{ir}(r, z, \varphi)}{r^2} = jk_i^2 A_{ir}(r, z, \varphi) + \\
& + \frac{2}{r^2} \frac{\partial A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{\partial \varphi}; \\
& \frac{\partial^2 A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{\partial \varphi^2} + \\
& + \frac{\partial^2 A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{\partial z^2} - \frac{A_{i\varphi}(r, z, \varphi)}{r^2} = jk_i^2 A_{i\varphi}(r, z, \varphi) - \\
& - \frac{2}{r^2} \frac{\partial A_{ir}(r, z, \varphi)}{\partial \varphi}; \\
& \frac{\partial^2 A_{iz}(r, z, \varphi)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{iz}(r, z, \varphi)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{iz}(r, z, \varphi)}{\partial \varphi^2} + \\
& + \frac{\partial^2 A_{iz}(r, z, \varphi)}{\partial z^2} = jk_i^2 A_{iz},
\end{aligned} \quad (5)$$

где $i=1,2$; $k_i^2 = \omega \mu \gamma$; $k_2 = 0$.

(В дальнейшем точки над обозначениями характеристик поля, определяющие их комплексные значения, опускаются.)

Разобьем условно непроводящую наружную по отношению к проводящему цилиндру область 2 на три цилиндрические части — 21, 22, 23 так, чтобы цилиндр 21 граничил с торцевой, цилиндр 22 — с боковой поверхностью проводящего цилиндра (см. рис. 2).

Условия сопряжения для векторного потенциала известны. На граничных поверхностях внутреннего и внешнего цилиндров должны быть равны:

векторные потенциалы —

$$\vec{A}_1 = \vec{A}_2; \quad (6)$$

нормальные составляющие магнитной индукции —

$$\vec{B}_{1n} = \vec{B}_{2n}; \quad (7)$$

тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля —

$$\vec{H}_{1\tau} = \vec{H}_{2\tau}. \quad (8)$$

Кроме того, из условий симметрии поля при $z=0$ следует

$$A_{1r} = A_{1\varphi} = A_{2r} = A_{2\varphi} = 0; \quad (9)$$

$$\frac{\partial A_{1z}}{\partial z} = \frac{\partial A_{2z}}{\partial z} = 0. \quad (10)$$

Граничные условия при $z=l_2$ и $r=R_2$ с учетом того, что $l_2 \gg l_1$, $R_2 \gg R_1$ (условия однородности поля):

$$A_{2r} = A_{2\varphi} = 0; \quad (11)$$

$$A_{2z}|_{z=l_2} = B_0 r \cos \varphi; \quad A_{2z}|_{r=R_2} = B_0 R_2 \cos \varphi. \quad (12)$$

В силу вихревого характера векторного потенциала \vec{A} радиальная составляющая на боковой поверхности $r=R_1$, $z \in [0, l_1]$

$$A_{1r} = A_{22r} = 0; \quad (13)$$

нормальная составляющая на торце $z=l_1$, $r \in [0, R_1]$ определяется лишь внешним полем:

$$A_{1z} = B_0 r \cos \varphi. \quad (14)$$

Следуя методу интегральных преобразований, исключим вначале из системы (5) координату φ , выполняя преобразование:

$$\bar{A}(r, z, n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \vec{A}(r, z, \varphi) e^{-jn\varphi} d\varphi. \quad (15)$$

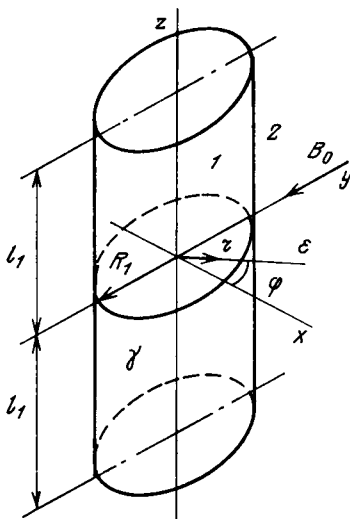


Рис. 1

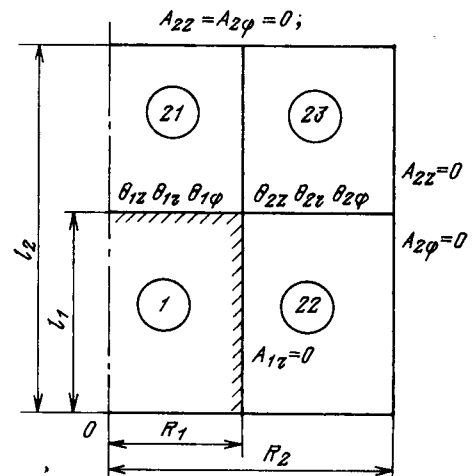


Рис. 2

Запишем систему (5) после указанного преобразования:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2 \bar{A}_{ir}(r, z, n)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{A}_{ir}(r, z, n)}{\partial r} + \frac{\partial^2 \bar{A}_{ir}(r, z, n)}{\partial z^2} - \\ & - \left(jk_i^2 + \frac{n^2 + 1}{r^2} \right) \bar{A}_{ir}(r, z, n) - \frac{2}{r^2} jn \bar{A}_{i\varphi}(r, z, n) = 0; \\ & \frac{\partial^2 \bar{A}_{i\varphi}(r, z, n)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{A}_{i\varphi}(r, z, n)}{\partial r} + \frac{\partial^2 \bar{A}_{i\varphi}(r, z, n)}{\partial z^2} - \\ & - \left(jk_i^2 + \frac{n^2 + 1}{r^2} \right) \bar{A}_{i\varphi}(r, z, n) + \frac{2}{r^2} jn \bar{A}_{ir}(r, z, n) = 0; \\ & \frac{\partial^2 \bar{A}_{iz}(r, z, n)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{A}_{iz}(r, z, n)}{\partial r} + \frac{\partial^2 \bar{A}_{iz}(r, z, n)}{\partial z^2} - \\ & - \left(jk_i^2 + \frac{n^2}{r^2} \right) \bar{A}_{iz}(r, z, n) = 0. \end{aligned} \quad (16)$$

При этом все граничные условия и условия сопряжения сохраняют свой вид, за исключением условий (12), (14), для которых в области изображения по координате φ получаем:

при $z = l_1$; $r \in [0, R_1]$

$$\bar{A}_{iz}(r, l_1, n) = \begin{cases} B_0 r / 2; & n = \pm 1; \\ 0; & n \neq \pm 1; \end{cases} \quad (17)$$

при $r = R_2$; $z \in [0, l_2]$

$$\bar{A}_{22z}(R_2, z, n) = \begin{cases} B_0 R_2 / 2; & n = \pm 1; \\ 0; & n \neq \pm 1. \end{cases} \quad (18)$$

Обратным по отношению к (15) будет преобразование

$$\bar{A}(r, z, \varphi) = \sum_n \bar{A}(r, z, n) e^{jn\varphi}. \quad (19)$$

С учетом того, что для возмущающего поля $n = \pm 1$

$$\bar{A}(r, z, \varphi) = [\bar{A}(r, z, +1) + \bar{A}(r, z, -1)] \cos \varphi + j \times \\ \times [\bar{A}(r, z, +1) - \bar{A}(r, z, -1)] \sin \varphi. \quad (20)$$

На следующем этапе исключим в уравнениях (16) вторую производную по z , выбирая в областях 1 и 22 для \bar{A}_z преобразования, соответственно, второго рода при $z = 0$ и первого рода при $z = l_1$; для \bar{A}_r и \bar{A}_φ преобразования первого рода на $z = 0$ и второго рода при $z = l_1$.

$$\bar{A}_{iz}(r, m, n) = \frac{2}{l_1} \int_0^{l_1} \bar{A}_{iz}(r, z, n) \cos \frac{2m-1}{2l_1} \pi z dz; \quad (21)$$

$$\bar{A}_{ij}(r, m, n) = \frac{2}{l_1} \int_0^{l_1} \bar{A}_{ij}(r, z, n) \sin \frac{2m-1}{2l_1} \pi z dz, \quad (22)$$

где $n = +1, -1$; $m = 1, 2, 3, \dots$; $i = 1, 22$; $j = r, \varphi$.

Обратными, соответственно, к (21, 22) являются преобразования:

$$\left. \begin{aligned} \bar{A}_{iz}(r, z, n) &= \sum_m \bar{A}_{iz}(r, m, n) \cos \frac{2m-1}{2l_1} \pi z; \\ \bar{A}_{ij}(r, z, n) &= \sum_m \bar{A}_{ij}(r, m, n) \sin \frac{2m-1}{2l_1} \pi z. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Таким образом, переход к оригиналу \bar{A} с учетом преобразований (19), (23) от функции \bar{A} приобретает вид:

$$\begin{aligned} A_{iz}(r, z, \varphi) &= \sum_m \{ [\bar{A}_{iz}(r, m, +1) + \bar{A}_{iz}(r, m, -1)] \times \\ &\times \cos \varphi + j [\bar{A}_{iz}(r, m, +1) - \bar{A}_{iz}(r, m, -1)] \times \\ &\times \sin \varphi \} \cos \frac{2m-1}{2l_1} \pi z; \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} A_{ij}(r, z, \varphi) &= \sum_m \{ [\bar{A}_{ij}(r, m, +1) + \bar{A}_{ij}(r, m, -1)] \times \\ &\times \cos \varphi + j [\bar{A}_{ij}(r, m, +1) - \bar{A}_{ij}(r, m, -1)] \times \\ &\times \sin \varphi \} \sin \frac{2m-1}{2l_1} \pi z. \end{aligned}$$

Выполнив преобразование (24), запишем (16) в сокращенном виде:

$$L(\bar{A}_{iz}) = p_z \theta_{iz}(r); \quad (25)$$

$$L(\bar{A}_{ir}) - \frac{2jn}{r^2} \bar{A}_{i\varphi} = p_r \theta'_{ir}(r); \quad (26)$$

$$L(\bar{A}_{i\varphi}) + \frac{2jn}{r^2} \bar{A}_{ir} = p_\varphi \theta'_{i\varphi}(r), \quad (27)$$

где $L(\bar{A}_{ik}) = \frac{d^2 \bar{A}_{ik}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d \bar{A}_{ik}}{dr} + \alpha_{ik}^2 \bar{A}_{ik}$; $k = r, z, \varphi$;

$$\alpha_{1z}^2 = q_1^2 - \frac{n^2}{r^2}; \quad q_1 = j \sqrt{jk_1^2 + q_2^2};$$

$$\alpha_{22z}^2 = q_2^2 - \frac{n^2}{r^2}; \quad q_2 = j \frac{2m-1}{2l_1} \pi;$$

$$\alpha_{1r}^2 = \alpha_{1\varphi}^2 = q_1^2 - \frac{n^2 + 1}{r^2}; \quad \alpha_{2r}^2 = \alpha_{2\varphi}^2 = q_2^2 - \frac{n^2 + 1}{r^2};$$

$$p_z = p_{1z} = p_{22z} = (-1)^m \frac{(2m-1)\pi}{l_1^2};$$

$$p_1 = p_2 = p_\varphi = (-1)^m \frac{2}{l_1}; \quad (28)$$

$$\theta_{1z}(r) = \bar{A}_{22z} |_{z=l_1; r \in [0, R_1]} = \frac{B_0 r}{2} \text{ [см. (17)]};$$

$$\theta_{2z}(r) = \bar{A}_{22z} |_{z=l_1; r \in [R_1, R_2]}; \quad \theta_{2z}(R_2) = \frac{B_0 R_2}{2} \text{ [см. (18)]}; \quad (29)$$

$$\theta'_{1j}(r) = \frac{\partial \bar{A}_{1j}}{\partial z} |_{z=l_1; r \in [0, R_1]}; \quad (30)$$

$$\theta'_{2j}(r) = \frac{\partial \bar{A}_{2j}}{\partial z} |_{z=l_1; r \in [R_1, R_2]}; \quad \theta'_{2j}(R_2) = 0 \text{ [см. (11)]};$$

$\theta'_{1r}, \theta'_{1\varphi}, \theta_{2z}, \theta'_{2r}, \theta'_{2\varphi}$ — неизвестные функции.

Составляющая \bar{A}_{1z} описывается уравнениями (25), в которые не входят другие проекции векторного потенциала: она может быть определена как функция поля возбуждения.

Определение составляющей $\bar{A}_{1z}(r, z, \varphi)$.

Запишем решение уравнений (25) для цилиндров 1, 22:

$$\bar{A}_{1z} = C_{1z} J_n(q_1 r) + \Phi_{1z}(r); \quad (31)$$

$$\bar{A}_{22z} = C_{22z} J_n(q_2 r) + D_{22z} N_n(q_2 r) + \Phi_{22z}(r), \quad (32)$$

где $\Phi_{1z}(r) = p_{1z} \frac{\pi}{2} \int_0^r x T_{1z} \theta_{1z}(x) dx$; $T_{1z} = N_n(q, r) \times$
 $\times J_n(q_1 x) - J_n(q_1 r) N_n(q_1 x)$.

Учитывая, что $\theta_{1z}(x) = \frac{B_0 x}{2}$, для $n = +1$ и $n = -1$ получаем одинаковое выражение

$$\Phi_{1z}(r) = p_{1z} \frac{B_0 r}{2 q_1^2} = (-1)^{m-1} \frac{B_0 r}{2} \times$$

$$\times \frac{1}{\frac{(2m-1)\pi}{4} + j \frac{(k_1 l_1)^2}{(2m-1)\pi}}. \quad (33)$$

Далее

$$\Phi_{22z}(r) = p_{2z} \frac{\pi}{2} \int_{R_1}^r x T_{22z} \theta_{2z}(x) dx;$$

$$T_{22z} = N_n(q_2 r) J_n(q_2 x) - J_n(q_2 r) N_n(q_2 x).$$

Для выбранного соотношения $R_2 \gg R_1$ величина $\Phi_{22z}(r)$ мало отличается от невозмущенного распределения векторного потенциала и поэтому возможно принять: $\theta_{2z}(x) \cong \frac{B_0 x}{2}$, что приводит к следующему выражению (для $n = +1$ и $n = -1$):

$$\Phi_{22z}(r) = \frac{p_{1z} B_0 r}{2 q_2^2} - p_{1z} \frac{\pi B_0 R_1^2}{4 q_2} [N_1(q_2 r) J_2(q_2 R_1) -$$

$$- J_1(q_2^2 r) N_2(q_2 R_1)]. \quad (34)$$

Для цилиндров 1 и 22 справедливо одно и то же интегральное преобразование по координате z (21), поэтому при определении постоянных интегрирования C_{1z}, C_{22z}, D_{22z} можно ограничиться уравнением для изображений без обращения в пространство оригиналов.

Воспользуемся граничными условиями при $r = R_1, z \in [0, l_1]$. Из условия (6) после преобразований (15, 21) следует равенство

$$\bar{A}_{1z}(R_1) = \bar{A}_{22z}(R_1). \quad (35)$$

Условие (8) с учетом (13) после преобразований (15), (21) приводит к уравнению:

$$\frac{d\bar{A}_{1z}}{dr} \Big|_{r=R_1} = \frac{d\bar{A}_{22z}}{dr} \Big|_{r=R_1}. \quad (36)$$

Наконец, из граничного условия (18) при $r = R_2, z \in [0, l_1]$ после преобразования (21) вытекает равенство

$$\bar{A}_{22z}(R_2) = (-1)^{m-1} \frac{2B_0 R_2}{(2m-1)\pi}. \quad (37)$$

Используя (31), (32), с помощью (35) — (37) получаем систему трех линейных уравнений, решение которых (см. приложение) приводит к следующему выражению постоянной интегрирования уравнения (31):

$$C_{1z} = \frac{-\Phi_{1z}(R_1) z_{1z} + \Phi'_{1z}(R_1) z_{2z} + [\bar{A}_{22z}(R_2) - \Phi_{22z}(R_2)] \frac{2}{\pi R_1}}{z_z} \quad (38)$$

где $\Phi_{1z}(R_1) = \frac{p_{1z} B_0 R_1}{q_1^2} \frac{1}{2}$ [см. (33)]; $\Phi'_{1z}(R_1) =$

$$= \frac{d\Phi_{1z}}{dr} \Big|_{r=R_1} = \frac{p_{1z} B_0}{2 q_1^2}; \quad \Phi_{22z}(R_2) = \frac{p_{1z} B_0}{2 q_2^2} \left[R_2 - \right.$$

$$\left. - \frac{\pi}{2} R_1 (R_1 z_{1z} - z_{2z}) \right];$$

для $n = +1$

$$z_{1z} = q_2 [J_1(q_2 R_2) N'_1(q_2 R_1) - J'_1(q_2 R_1) N_1(q_2 R_2)];$$

$$z_{2z} = J_1(q_2 R_2) N_1(q_2 R_1) - J_1(q_2 R_1) N_1(q_2 R_2);$$

$$z_z = z_{1z} J_1(q_1 R_1) - q_1 z_{2z} J'_1(q_1 R_1).$$

Подставив (38) в (31), выполнив преобразования, получим для $n = +1$:

$$\bar{A}_{1z}(r) = \frac{p_{1z}}{2 q_1^2} B_0 \left\{ \frac{R_1 z_{1z} - z_{2z}}{z_z} \left(\frac{q_1^2}{q_2^2} - 1 \right) J_1(q_1 r) + r \right\}; \quad (39)$$

или

$$\bar{A}_{1z}(r) = (-1)^{m-1} \frac{2B_0}{(2m-1)\pi} \frac{1}{1 + j k_3^2} \left\{ \frac{R_1 z_{1z} - z_{2z}}{z_z} \times \right.$$

$$\left. \times j k_3^2 J_1(q_1 r) + r \right\}, \quad (40)$$

где $k_3 = \frac{2k_1 l_1}{(2m-1)\pi}$.

Осуществим переход к оригиналу A_{1z} , воспользовавшись (24).

Так как $J_{-1}(z) = -J_1(z)$, $J'_{-1}(z) = -J'_1(z)$, то судя по структуре выражения (40) $\bar{A}_{1z}(r, z, +1) = \bar{A}_{1z}(r, z, -1)$.

Тогда

$$A_{1z}(r, z, \varphi) = 2\bar{A}_{1z}(r, z, +1) \cos \varphi = \sum_m 2\bar{A}_{1z}(r, m, 1) \times$$

$$\times \cos \varphi \cos \frac{(2m-1)\pi}{2l_1} z. \quad (41)$$

Подставив в последнее уравнение \bar{A}_{1z} , получим:

$$A_{1z}(r, z, \varphi) = \sum_m (-1)^{m-1} \frac{4B_0}{(2m-1)\pi} \frac{1}{1+jk_3^2} \times \\ \times \left\{ j \frac{R_1 z_{1z} - z_{2z}}{z_z} k_3^2 J_1(q_1 r) + r \right\} \cos \varphi \cos \frac{(2m-1)\pi}{2l_1} z. \quad (42)$$

Определение составляющих $A_{1r}(r, z, \varphi)$ и $A_{1\varphi}(r, z, \varphi)$. С целью разделения уравнений для \bar{A}_{ir} и $\bar{A}_{i\varphi}$ в (26), (27) применим линейные преобразования искоемых функций. Введем промежуточные функции \bar{A}_{ip} и \bar{A}_{it} следующим образом:

$$\bar{A}_{ip} = \frac{1}{2}(\bar{A}_{i\varphi} - j\bar{A}_{ir}); \quad \bar{A}_{it} = \frac{1}{2}(\bar{A}_{ir} - j\bar{A}_{i\varphi}). \quad (43)$$

При этом новые неизвестные граничные условия на $z=l_1$, $r \in [0, R_1]$:

$$\theta'_{ip} = \frac{\partial \bar{A}_{ip}}{\partial z} \Big|_{z=l_1} = \frac{1}{2}(\theta'_{i\varphi} - j\theta'_{ir}); \quad \theta'_{it} = \frac{\partial \bar{A}_{it}}{\partial z} \Big|_{z=l_1} = \\ = \frac{1}{2}(\theta'_{ir} - j\theta'_{i\varphi}). \quad (44)$$

Очевидно, что обратный переход к исходным проекциям $A_{i\varphi}$ и A_{ir} , θ'_{ir} и $\theta'_{i\varphi}$ производится по формулам, получаемым из (43) и (44):

$$\bar{A}_{ir} = j\bar{A}_{ip} + \bar{A}_{it}; \quad \bar{A}_{i\varphi} = \bar{A}_{ip} + j\bar{A}_{it}; \quad (45)$$

$$\theta'_{ir} = j\theta'_{ip} + \theta'_{it}; \quad \theta'_{i\varphi} = \theta'_{ip} + j\theta'_{it}. \quad (46)$$

После подстановки (45) и (46) в уравнения (26), (27) и несложных преобразований получим:

$$L(\bar{A}_{iv}) = p_1 \theta'_{iv}; \quad i=1, 2; \quad v=p, t, \quad (47)$$

где $L(\bar{A}_{iv}) = \frac{d^2 \bar{A}_{iv}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\bar{A}_{iv}}{dr} + \alpha_{iv}^2 \bar{A}_{iv}$;

$$\alpha_{1p}^2 = q_1^2 - (n+1)^2/r^2; \quad \alpha_{1t}^2 = q_1^2 - (n-1)^2/r^2; \\ \alpha_{22p}^2 = q_2^2 - (n+1)^2/r^2; \quad \alpha_{22t}^2 = q_2^2 - (n-1)^2/r^2.$$

Решение уравнений (47) можно получить в виде

$$\bar{A}_{1p}(r) = C_{1p} J_{n+1}(q_1 r) + \Phi_{1p}(r);$$

$$\bar{A}_{1t}(r) = C_{1t} J_{n-1}(q_1 r) + \Phi_{1t}(r);$$

$$\bar{A}_{22p}(r) = C_{22p} J_{n+1}(q_2 r) + D_{22p} N_{n+1}(q_2 r) + \Phi_{22p}(r);$$

$$\bar{A}_{22t}(r) = C_{22t} J_{n-1}(q_2 r) + D_{22t} N_{n-1}(q_2 r) + \Phi_{22t}(r), \quad (48)$$

где

$$\Phi_{1p}(r) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^r x T_{1p} \theta'_{1p}(x) dx;$$

$$\Phi_{1t}(r) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^r x T_{1t} \theta'_{1t}(x) dx;$$

$$\Phi_{22p}(r) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_{R_1}^r x T_{22p} \theta'_{22p}(x) dx;$$

$$\Phi_{22t}(r) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_{R_1}^r x T_{22t} \theta'_{22t}(x) dx; \quad (49)$$

$$T_{1p} = J_{n+1}(q_1 x) N_{n+1}(q_1 r) - J_{n+1}(q_1 r) N_{n+1}(q_1 x);$$

$$T_{1t} = J_{n-1}(q_1 x) N_{n-1}(q_1 r) - J_{n-1}(q_1 r) N_{n-1}(q_1 x);$$

$$T_{22p} = J_{n+1}(q_2 x) N_{n+1}(q_2 r) - J_{n+1}(q_2 r) N_{n+1}(q_2 x);$$

$$T_{22t} = J_{n-1}(q_2 x) N_{n-1}(q_2 r) - J_{n-1}(q_2 r) N_{n-1}(q_2 x).$$

К новым составляющим \bar{A}_{ip} и \bar{A}_{it} применимы те же, что и для \bar{A}_{ir} и $\bar{A}_{i\varphi}$ интегральные преобразования. На боковой поверхности $r=R_1$, $z \in [0, l_1]$ $\bar{A}_{ir}=0$, откуда, с учетом (45):

$$\left. \begin{aligned} \bar{A}_{it} &= -j\bar{A}_{ip}; \quad \bar{A}_{ip} = j\bar{A}_{it} \\ \bar{A}_{i\varphi} &= \bar{A}_{ip} + j\bar{A}_{it} = 2j\bar{A}_{it} = 2\bar{A}_{ip}. \end{aligned} \right\} \quad (50)$$

Условия равенства тангенциальных составляющих напряженности поля на этой границе эквивалентно равенству производных $\bar{A}_{i\varphi}$ по r . В связи с тем, что $\frac{\partial \bar{A}_{ir}}{\partial \varphi} \Big|_{r=R_1} = 0$, имеем:

$$\frac{\partial \bar{A}_{1p}}{\partial r} = \frac{\partial \bar{A}_{22p}}{\partial r}; \quad (51)$$

или

$$\frac{\partial \bar{A}_{1p}}{\partial r} = \frac{\partial \bar{A}_{22p}}{\partial r}; \quad \frac{\partial \bar{A}_{1t}}{\partial r} = \frac{\partial \bar{A}_{22t}}{\partial r}.$$

Учитывая равенство проекций векторного потенциала $A_{1\varphi} = A_{22\varphi}$, т. е. $A_{1p} = A_{22p}$, $A_{1t} = A_{22t}$ в (6), их производных (51), а также граничные условия (11), для определения постоянных интегрирования C_{1p} , C_{1t} , C_{22p} , C_{22t} , D_{22p} , D_{22t} получим две системы уравнений (см. приложение).

В соответствии с П-1:

$$C_{1p} = \frac{-\Phi_{1p}(R_1) z_{1p} + \Phi'_{1p}(R_1) z_{2p} - \Phi_{22p}(R_2) \frac{2}{\pi R_1}}{z_p}; \quad (52)$$

$$C_{1t} = \frac{-\Phi_{1t}(R_1) z_{1p} + \Phi'_{1t}(R_1) z_{2t} - \Phi_{22t}(R_2) \frac{2}{\pi R_1}}{z_t}, \quad (53)$$

где

$$\Phi_{1p}(R_1) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^{R_1} x T_{1p}(R_1) \theta'_{1p}(x) dx;$$

$$\Phi_{1t}(R_1) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^{R_1} x T_{1t}(R_1) \theta'_{1t}(x) dx; \quad (54)$$

$$\Phi'_{1p}(R_1) = \frac{d\Phi_{1p}}{dr} \Big|_{r=R_1} = q_1 p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^{R_1} x T'_{1p}(R_1) \theta'_{1p}(x) dx;$$

$$\Phi'_{1t}(R_1) = \frac{d\Phi_{1t}}{dr} \Big|_{r=R_1} = q_1 p_1 \frac{\pi}{2} \int_0^{R_1} x T'_{1t}(R_1) \theta'_{1t}(x) dx;$$

$$\Phi_{22p}(R_2) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_{R_1}^{R_2} x T_{22p}(R_2) \theta'_{2p}(x) dx;$$

$$\Phi_{22t}(R_2) = p_1 \frac{\pi}{2} \int_{R_1}^{R_2} x T_{22t}(R_2) \theta'_{2t}(x) dx.$$

Учитывая, что $R_2 \gg R_1$, а $A_{2r}|_{r=R_2} = A_{2\varphi}|_{r=R_2} = 0$, можно принять приближенно $\Phi_{22p}(R_2) = \Phi_{22t}(R_2) = 0$. Тогда

$$T_{1p}(R_1) = N_{n+1}(q_1 R_1) J_{n+1}(q_1 x) - J_{n+1}(q_1 R_1) \times \\ \times N_{n+1}(q_1 x);$$

$$T_{1t}(R_1) = N_{n-1}(q_1 R_1) J_{n-1}(q_1 x) - J_{n-1}(q_1 R_1) \times \\ \times N_{n-1}(q_1 x);$$

$$T'_{1p}(R_1) = q_1 [N'_{n+1}(q_1 R_1) J_{n+1}(q_1 x) - J'_{n+1}(q_1 R_1) \times \\ \times N_{n+1}(q_1 x)];$$

$$T'_{1t}(R_1) = q_1 [N'_{n-1}(q_1 R_1) J_{n-1}(q_1 x) - J'_{n-1}(q_1 R_1) \times \\ \times N_{n-1}(q_1 x)];$$

$$T_{22p}(R_2) = N_{n+1}(q_2 R_2) J_{n+1}(q_2 x) - J_{n+1}(q_2 R_2) \times \\ \times N_{n+1}(q_2 x);$$

$$T_{22t}(R_2) = N_{n-1}(q_2 R_2) J_{n-1}(q_2 x) - J_{n-1}(q_2 R_2) \times \\ \times N_{n-1}(q_2 x);$$

$$z_{2p} = J_{n+1}(q_2 R_2) N_{n+1}(q_2 R_1) - J_{n+1}(q_2 R_1) \times \\ \times N_{n+1}(q_2 R_2);$$

$$z_{1p} = q_2 [J_{n+1}(q_2 R_2) N'_{n+1}(q_2 R_1) - J'_{n+1}(q_2 R_1) \times \\ \times N_{n+1}(q_2 R_2)]; \quad (55)$$

$$z_p = z_{1p} J_{n+1}(q_1 R_1) - q_1 z_{2p} J'_{n+1}(q_1 R_1);$$

$$z_{2t} = J_{n-1}(q_2 R_2) N_{n-1}(q_2 R_1) - J_{n-1}(q_2 R_1) \times \\ \times N_{n-1}(q_2 R_2);$$

$$z_{1t} = q_2 [J_{n-1}(q_2 R_2) N'_{n-1}(q_2 R_1) - J'_{n-1}(q_2 R_1) \times \\ \times N_{n-1}(q_2 R_2)];$$

$$z_t = z_{1t} J_{n-1}(q_1 R_1) - q_1 z_{2t} J'_{n-1}(q_1 R_1);$$

На поверхности сопряжения двух сред (т. е. на торцах цилиндров 1 и 2I) вектор-потенциал одной из которых \bar{A}_1 описывается бесселевой функцией $J_k(q_1 k)$, где q_1 — комплексный аргумент, а вектор-потенциал другой среды бесселевой функцией $J_k(q_2 r)$, где q_2 — чисто мнимый аргумент, граничное условие (6)

$$\bar{A}_1 = \bar{A}_2; \quad z = l_1; \quad r \in [0, R_1]$$

может быть выполнено только в том случае, если эти функции не зависят от r .

Очевидно что \bar{A}_{1p} и \bar{A}_{1t} на $z = l_1$; $r \in [0, R_1]$ также не будут зависеть от r и $\bar{A}_{1p}(r) = \bar{A}_{1p}(R_1)$; $\bar{A}_{1t}(r) = \bar{A}_{1t}(R_1)$.

В то же время, так как

$$\bar{A}_{1p} = \sum_m f_1(r) f_2(z) = \sum_m C_1 f_2(z),$$

то

$$\theta'_{1p} = \frac{d\bar{A}_{1p}}{dz} \Big|_{z=l_1} = \sum_m C_1(m) \frac{df_2(z)}{dz} \Big|_{z=l_1},$$

также, как и \bar{A}_{1p} не зависит от r . Аналогичный вывод можно сделать и относительно θ'_{1t} .

Учитывая сказанное, в выражениях (49), (54) для $\Phi_{1p}(r)$, $\Phi_{1t}(r)$, $\Phi_{1p}(R_1)$, $\Phi_{1t}(R_1)$ величины θ'_{1p} и θ'_{1t} могут быть вынесены из под знака интеграла. Для определения θ'_{1p} и θ'_{1t} найдем $\bar{A}_{1p}|_{r=R_1}$, $\bar{A}_{1t}|_{r=R_1}$, воспользовавшись условием $\text{div } \bar{A} = 0$.

В цилиндрической системе координат последнее уравнение имеет вид

$$\frac{1}{r} A_{1r} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{1\varphi}}{\partial \varphi} + \frac{\partial A_{1z}}{\partial z} + \frac{\partial A_{1r}}{\partial r} = 0.$$

Выполним преобразование (15) и перейдем к переменным \bar{A}_{1t} , \bar{A}_{1p} в соответствии с (45):

$$j \left(\frac{n+1}{r} \bar{A}_{1p} + \frac{\partial \bar{A}_{1p}}{\partial r} \right) + \left(\frac{1-n}{r} \bar{A}_{1t} + \frac{\partial \bar{A}_{1t}}{\partial r} \right) + \frac{\partial \bar{A}_{1z}}{\partial z} = 0. \quad (56)$$

Применим к уравнению (56) преобразование (22), учтём (21) и получим:

$$j \left(\frac{n+1}{r} + \frac{d}{dr} \right) \bar{A}_{1p} + \left(\frac{1-n}{r} + \frac{d}{dr} \right) \bar{A}_{1t} = \bar{A}_{1z}(r), \quad (57)$$

где $\bar{A}_{1z}(r) = \bar{A}_{1z}(r, m, n) \frac{(2m-1)\pi}{2l_1} - (-1)^{m-1} \frac{2}{l_1} \times \times \bar{A}_{1z}(r, l_1, n)$, или учтя условие (17), имеем:

$$\bar{A}_{1z}(r) = \frac{(2m-1)\pi}{2l_1} \bar{A}_{1z}(r, m, n) - (-1)^{m-1} \frac{B_0 r}{l_1}. \quad (58)$$

Подставим условие (50), справедливое для $r = R_1$ в уравнение (58), получим:

$$\left. \begin{aligned} \bar{A}_{1p}(R_1) &= -j \frac{R_1}{2n} \bar{A}_{1z}(R_1); \\ \bar{A}_{1t}(R_1) &= -\frac{R_1}{2n} \bar{A}_{1z}(R_1), \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

где

$$\bar{A}_{1z}(R_1) = (-1)^{m-1} j \frac{B_0}{l_1} \left[\frac{R_1 z_{1z} - z_{2z}}{z_z} J_n(q_1 R_1) - \right. \\ \left. - R_1 \right] \frac{k_z^2}{1 + j k_z^2}. \quad (60)$$

Воспользовавшись решением $\bar{A}_{1p}(r)$ и $\bar{A}_{1t}(r)$ (48), найдем $\bar{A}_{1p}(R_1)$ и $\bar{A}_{1t}(R_1)$, выполнив некоторые алгебраические преобразования:

$$\begin{aligned} \bar{A}_{1p}(R_1) &= \frac{p_1 z_{2p}}{R_1 z_p} \theta'_{1p} \eta_{1p}(R_1); \\ \bar{A}_{1t}(R_1) &= \frac{p_1 z_{2t}}{R_1 z_t} \theta'_{1t} \eta_{1t}(R_1), \end{aligned} \quad (61)$$

где $\eta_{1p}(R_1) = \int_0^{R_1} x J_{n+1}(q_1 x) dx$; $\eta_{1t}(R_1) = \int_0^{R_1} x J_{n-1}(q_1 x) dx$.

Приравняв левые части (59) и (61) и подставив (60), найдем θ'_{1p} и θ'_{1t} :

$$\left. \begin{aligned} \theta'_{1p} &= (-1)^{m-1} j \tilde{A}_{1z}(R_1) \frac{R_1^2 l_1}{4n\eta_{1p}(R_1)} \frac{z_p}{z_{2p}}; \\ \theta'_{1t} &= (-1)^{m-1} \tilde{A}_{1z}(R_1) \frac{R_1^2 l_1}{4n\eta_{1t}(R_1)} \frac{z_t}{z_{2t}}. \end{aligned} \right\} \quad (62)$$

Выражения θ'_{1p} и θ'_{1t} подставляем в решение $\bar{A}_{1p}(r, m, n)$, $\bar{A}_{1t}(r, m, n)$ (48), что после некоторых преобразований приводит к следующим выражениям:

$$\left. \begin{aligned} \bar{A}_{1p} &= (-1)^m \frac{\pi R_1^3 q_1 k_3^2 B_0 z_p z_{2z}}{4n l_1 (1 + j k_3^2) z_{2p} z_z} J_2(q_1 R_1) \times \\ &\times \left\{ \left[\frac{\eta_{2p}(r R_1)}{\eta_{1p}(R_1)} - \frac{z_{pN}}{z_p} \right] J_{n+1}(q_1 r) + \frac{\eta_{1p}(r)}{\eta_{1p}(R_1)} \times \right. \\ &\times N_{n+1}(q_1 r) \Big\}; \\ \bar{A}_{1t} &= (-1)^m \frac{\pi R_1^3 q_1 k_3^2 B_0 z_t z_{2z}}{4n l_1 (1 + j k_3^2) z_{2t} z_z} J_2(q_1 R_1) \times \\ &\times \left\{ \left[\frac{\eta_{2t}(r R_1)}{\eta_{1t}(R_1)} - \frac{z_{tN}}{z_t} \right] J_{n-1}(q_1 r) + \frac{\eta_{1t}(r)}{\eta_{1t}(R_1)} \times \right. \\ &\times N_{n-1}(q_1 r) \Big\}, \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

где $\eta_{1p}(r) = \int_0^r x J_{n+1}(q_1 x) dx$; $\eta_{1t}(r) = \int_0^r x J_{n-1}(q_1 x) dx$;

$$\eta_{2p}(r R_1) = \int_0^{R_1} x N_{n+1}(q_1 x) dx; \quad \eta_{2t}(r R_1) = \int_0^{R_1} x N_{n-1}(q_1 x) dx;$$

$$z_{pN} = z_{1p} N_{n+1}(q_1 R_1) - q_1 z_{2p} N'_{n+1}(q_1 R_1); \quad z_{tN} = z_{1t} \times$$

$$\times N_{n-1}(q_1 R_1) - q_1 z_{2t} N'_{n-1}(q_1 R_1).$$

Обозначим:

$$\left. \begin{aligned} k_p(r, n) &= \frac{z_p}{z_{2p}} \left\{ \left[\frac{\eta_{2p}(r R_1)}{\eta_{1p}(R_1)} - \frac{z_{pN}}{z_p} \right] J_{n+1}(q_1 r) + \right. \\ &+ \frac{\eta_{1p}(r)}{\eta_{1p}(R_1)} N_{n+1}(q_1 r) \Big\}; \\ k_t(r, n) &= \frac{z_t}{z_{2t}} \left\{ \left[\frac{\eta_{2t}(r R_1)}{\eta_{1t}(R_1)} - \frac{z_{tN}}{z_t} \right] J_{n-1}(q_1 r) + \right. \\ &+ \frac{\eta_{1t}(r)}{\eta_{1t}(R_1)} N_{n-1}(q_1 r) \Big\}; \\ C_i &= (-1)^m \frac{\pi R_1^3 q_1 k_3^2 B_0}{4n l_1 (1 + j k_3^2)} \frac{z_{2z}}{z_z} J_2(q_1 R_1). \end{aligned} \right\} \quad (64)$$

Тогда

$$\bar{A}_{1p} = C_i k_p(r, n); \quad \bar{A}_{1t} = -j C_i k_t(r, n). \quad (65)$$

Выполним переход от вспомогательных величин \bar{A}_{1p} и \bar{A}_{1t} к проекциям \bar{A}_{1r} и $\bar{A}_{1\varphi}$ по (45):

$$\left. \begin{aligned} \bar{A}_{1r} &= j \bar{A}_{1p} + \bar{A}_{1t} = j C_i [k_p(r, n) - k_t(r, n)]; \\ \bar{A}_{1\varphi} &= \bar{A}_{1p} + j \bar{A}_{1t} = C_i [k_p(r, n) + k_t(r, n)]. \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

Для возвращения в область оригиналов A_{1r} и $A_{1\varphi}$ предварительно учтем, что для $n=1$ порядок функций Бесселя для \bar{A}_{1p} составит $n+1=2$, для

\bar{A}_{1t} — $n-1=0$, а при $n=-1$ для \bar{A}_{1p} и \bar{A}_{1t} соответственно $n+1=0$, $n-1=-2$.

Тогда

$$\left. \begin{aligned} k_t(r, +1) &= k_p(r, -1); \\ k_t(r, -1) &= k_p(r, +1). \end{aligned} \right\} \quad (67)$$

Окончательно, выражение для проекций векторного потенциала A_{1k} и $A_{1\varphi}$ получим по (24) с учетом (67):

$$A_{1r} = (r, z, \varphi) = \sum_m 2C_i [-k_p(r, +1) + k_p(r, -1)] \cos \varphi \times$$

$$\times \sin \frac{2m-1}{2l_1} \pi z;$$

$$A_{1\varphi}(r, z, \varphi) = \sum_m 2C_i [k_p(r, +1) + k_p(r, -1)] \sin \varphi \times$$

$$\times \sin \frac{2m-1}{2l_1} \pi z. \quad (68)$$

Выводы. 1. С учетом допущений (34), (55) получены аналитические выражения для всех трех проекций векторного потенциала внутри проводящего немагнитного цилиндра конечных радиуса и длины при поперечном возбуждении $A_{1z}(r, z, \varphi)$ (40), $A_{1z}(r, z, \varphi)$, $A_{1\varphi}(r, z, \varphi)$ (68).

2. По найденным выражениям проекций можно определить векторный потенциал $\bar{A}_1(r, z, \varphi) = \bar{r} A_{1r}(r, z, \varphi) + z \bar{A}_{1z}(r, z, \varphi) + \bar{\varphi} A_{1\varphi}(r, z, \varphi)$, вектор магнитной индукции $B = \text{rot } \bar{A}$, плотность тока $\bar{J} = -j\omega\gamma \bar{A}$, потери энергии внутри проводящего цилиндра $\int \bar{A} \bar{J} dV$.

3. Очевидно, разработанный алгоритм расчета позволяет найти решение и для внешних, по отношению к проводящему цилиндру, областей.

Приложение П-1. Для областей 1, 22 с использованием условий сопряжения и граничных условий получаем для проекций векторного потенциала аналогичные системы уравнений:

$$\begin{aligned} C_{1j} J_k(q_1 R_1) - C_{22j} J_k(q_2 R_1) - D_{22j} N_k(q_2 R_1) &= \\ = \Phi_{22j}(R_1) - \Phi_{1j}(R_1); \\ q_1 C_{1j} J'_k(q_1 R_1) - q_2 C_{22j} J'_k(q_2 R_1) - q_2 D_{22j} \times \\ \times N'_k(q_2 R_1) - \Phi'_{22j}(R_1) - \Phi'_{1j}(R_1); \\ C_{22j} J_k(q_2 R_2) - D_{22j} N_k(q_2 R_2) &= \bar{A}_{22j}(R_2) - \\ - \Phi_{22j}(R_2), \end{aligned} \quad (\text{П-1})$$

где $i=1, 22$; $j=z, p, t$; $k=n$ для $j=z$; $k=n+1$ для $j=p$; $k=n-1$; для $j=t$.

$$\Phi'_{ij}(R_1) = (-1)^m p_{ij} \frac{\pi}{2} \int_a^b x T_{ij} \theta_{ij} dx;$$

$$\Phi'_{ij}(R_1) = (-1)^m q_{ij} p_{ij} \frac{\pi}{2} \int_a^b x T'_{ij} \theta_{ij} dx;$$

$$T_{ij} = N_k(q_1 r) J_k(q_1 x) - J_k(q_1 r) N_k(q_1 x);$$

$$T'_{ij} = q_i [N'_k(q_1 r) J_k(q_1 x) - J'_k(q_1 k) N_k(q_1 x)];$$

для $i=1 \begin{cases} a=0; \\ b=R_1; \end{cases}$ для $i=22 \begin{cases} a=R_1; \\ b=R_2. \end{cases}$

Из (П-1) следует

$$C_{1j} = \frac{-\Phi_{1j}(R_1)z_{1j} + \Phi'_{1j}(R_1)z_{2j} - [\bar{A}_{22j}(R_2) - \rightarrow -\Phi_{22j}(R_2)]z_{3j}}{z_j}; \quad (\text{П-2})$$

где $z_{1j} = q_2 [J_k(q_2 R_2) N'_k(q_2 R_1) - N_k(q_2 R_2) J'_k(q_2 R_1)];$ (П-3)

$z_{2j} = J_k(q_2 R_2) N_k(q_2 R_1) - N_k(q_2 R_2) J_k(q_2 R_1);$ (П-4)

$$z_{3j} = q_2 [J_k(q_2 R_1) N'_k(q_2 R_1) - N_k(q_2 R_1) J'_k(q_2 R_1)] = \frac{2}{\pi R_1}; \quad (\text{П-5})$$

$$z_j = J_k(q_1 R_1) q_2 [J_k(q_2 R_2) N'_k(q_2 R_1) - N_k(q_2 R_2) J'_k(q_2 R_1)] - J'_k(q_1 R_1) q_1 [J_k(q_2 R_2) N_k(q_2 R_1) - N_k(q_2 R_2) J_k(q_2 R_1)] = z_{1j} J_k(q_1 R_1) - q_1 z_{2j} J'_k(q_1 R_1). \quad (\text{П-6})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошляков Н. С., Глинер Э. Б. Высшие трансцендентные функциональные уравнения математической физики.— М.: ГИФМ / Л.: 1962.
2. Бейтмен Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции.— Т. 2.— М.: Наука, 1974.
3. Смайт В. Электростатика и электродинамика.— М.: Иностран. лит-ра, 1954.
4. Карташев Э. М. Аналитические методы в теплопроводности твердых тел.— М.: Высшая школа, 1979.
5. Ватсон Г. Н. Теория бесселевых функций, ч. 1.— М.: Иностран. лит-ра, 1949.

[16.11.88]

УДК 621.382.2

Параметры схем замещения полупроводниковых диодов и тиристоров в одно- и трехфазных схемах

ЗДРОК А. Г., доктор техн. наук

Электрические параметры полупроводниковых диодов обычно устанавливаются в классификационном режиме, характеризующемся синусоидальным однополупериодным током в проводящем направлении. Среднее значение рассеиваемой мощности в открытом состоянии при этом определяется формулой [1]

$$P = U_n I_{cp} + K_\Phi^2 R_d I_{cp}^2, \quad (1)$$

где I_{cp} — среднее значение тока прибора в открытом состоянии; U_n , R_d , K_Φ — пороговое напряжение, дифференциальное (динамическое) сопротивление и коэффициент формы тока, приводимые в справочной литературе на диоды и тиристоры (при синусоидальном однополупериодном токе $K_\Phi = 1,57$).

Из (1) следует, что параметры схемы замещения полупроводниковых приборов U_n и R_d непосредственно определяются мощностью рассеяния в открытом состоянии P . В свою очередь, эта мощность соответствует вольт-амперной характеристике (ВАХ):

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} u_{np} i_{np} d\omega t, \quad (2)$$

где u_{np} , i_{np} — падение напряжения на приборе и соответствующий ему ток; θ_1 , θ_2 — углы начала и конца проводимости тока.

В справочной литературе обычно указаны предельные значения порогового напряжения и дифференциального сопротивления при макси-

мальных температурах, что не всегда отвечает условиям эксплуатации прибора.

Статья посвящена применению наиболее точной аналитической аппроксимации ВАХ и разработке методики определения дифференциального сопротивления и порогового напряжения диодов и тиристоров для конкретных условий их эксплуатации.

Аппроксимация ВАХ. Наиболее точно ВАХ диодов и тиристоров в проводящем направлении воспроизводятся линейно-степенной функцией [2, 3]

$$u_{np} = U_0 + a i_{np}^z, \quad (3)$$

где U_0 , a , z — постоянные коэффициенты.

Методика определения коэффициентов U_0 , a , z подробно изложена в [3]. Поэтому в данной статье ограничимся лишь иллюстрацией аппроксимирующих формул для ВАХ ряда типов тиристоров.

В табл. 1 указаны аналитические аппроксимации ВАХ некоторых типов тиристоров, приведенных в [1]. В широком диапазоне изменения токов относительные расхождения напряжений исходной ВАХ и вычисленной по приведенным формулам не превышают 1–4 %. Это значит, что использование подобных формул позволит с высокой точностью вычислить дифференциальное сопротивление, пороговое напряжение и среднее значение рассеиваемой мощности. В зависимости от значений токов выбранных точек

одна и та же характеристика аппроксимируется различными формулами.

Выбор значений токов в данных исследованиях во всех аппроксимациях производился в пределах амплитуды рабочего тока тиристора. Для тиристоров Т2-12 при 125 °С и Т15-160 при 25 °С аппроксимации произведены для 10- и 5-кратных значений токов по отношению к предельным эксплуатационным режимам. Промежуточные значения токов выбирались в соответствии с формулой [3]

$$i_{\text{пр } 2} = \sqrt{i_{\text{пр } 1} i_{\text{пр } 3}}.$$

Точное воспроизведение исходных ВАХ в таких больших диапазонах изменения тока тиристора позволяет утверждать, что с высокой точностью может быть оценена мощность рассеяния и в режимах аварийной перегрузки силовых полупроводниковых приборов, а также параметры их схем замещения. Это непосредственно также следует из приведенных в [4] импульсных ВАХ германиевых *pin*-структур при длительностях подаваемых импульсов 240 мкс и 440 мкс, имеющих ярко выраженную степенную зависимость. Они незначительно различаются лишь при больших токах (например, при токе 2000 А на 0,05 В). В то же время на этих же характеристиках прослеживается постоянная составляющая, равная $U_0 \approx 0,05$ В.

Дифференциальное сопротивление в соответствии с определением и аппроксимацией (3) выражается следующей формулой:

$$R_d = du_{\text{пр}}/di_{\text{пр}} = az/i_{\text{пр}}^{1-z}. \quad (4)$$

При номинальном значении тока в случае синусоидальной формы, для которой $I_m = \pi I_{\text{ср}}$,

$$R_d = az/(\pi I_{\text{ср}})^{1-z}. \quad (5)$$

Для сопоставления дифференциальных сопротивлений, вычисленных различными способами, в табл. 1 приведены значения R_d , полученные по формуле (5), и R_d^* из [1]. В справочнике для тиристоров Т2-12 значения температур не оговорены, а для Т15-160, ТЧ-80 и ТЧ-100 даны R_d^* лишь для предельных температур.

С помощью аппроксимирующих формул табл. 1 и формулы (4) дифференциальные сопротивления могут быть вычислены для любых значений токов. В этом одно из достоинств аналитической аппроксимации ВАХ диодов и тиристорov с помощью формулы (3).

Параметры диодов и тиристорov в классификационном режиме работы приборов. Номинальные параметры диодов и тиристорov обычно оцениваются при синусоидальном однополупериодном токе. Потери в приборах при такой форме тока и аппроксимирующей формуле (3) составляют

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_{\text{пр}} i_{\text{пр}} d\omega t = U_0 I_{\text{ср}} + (2\pi)^z a I_{\text{ср}}^{z+1} \times \left[\Gamma\left(\frac{z+2}{2}\right) \right]^2 / \Gamma(z+2), \quad (6)$$

где $\Gamma(z)$ — гамма-функция.

При использовании ЭВМ гамма-функцию удобнее представить одним из асимптотических разложений Стирлинга [5]:

$$\Gamma(z) = \sqrt{2\pi} e^{-z} z^{z-0.5} \left[1 + \frac{1}{12z} + \dots \right] \quad (7a)$$

или для $z = n + 1$

$$\Gamma(n+1) = (n/e)^n \sqrt{2\pi n} \left(1 + \frac{1}{12n} + \dots \right) \quad (7b)$$

Таким образом, в результате определения мощности рассеяния P по формуле (6) и вычисления дифференциального сопротивления R_d по (4) или (5) с помощью формулы (1) можно определить пороговое напряжение U_n .

В дополнение к результатам вычислений коэффициентов аппроксимирующих формул и дифференциальных сопротивлений, приведенных в табл. 1, воспользуемся формулой (6) для определения мощности P и порогового напряжения U_n для двух типов тиристорov — Т2-12 и Т15-125 (строки 1 и 4 табл. 1). Так, для Т2-12 вычислено $P = 18,96$ Вт и $U_n = 1,267$ В; в паспорте на этот тиристор пороговое напряжение составляет не более 1,25 В. Для тиристора Т15-125 мощность составила 209,5 Вт и пороговое напряжение 1,316 В; в паспорте пороговое напряжение не более 1,3 В.

Приведенное сопоставление паспортных и расчетных данных показывает, что значения их различаются между собой незначительно. В свою очередь, так как в паспорте указано «не более», то расчетные значения обязательно должны быть ниже паспортных. А это значит, что в паспортных данных на дифференциальные сопротивления, пороговые напряжения и вид ВАХ нет должной связи.

Параметры схем замещения тиристорov в однофазных схемах выпрямления. Изменение угла открытия тиристора приводит к изменению параметров схемы замещения. Действительно, если дифференциальное сопротивление определяется наклоном ВАХ и выражается формулой (4) для аппроксимирующего выражения (3), то значения мощности рассеяния и порогового напряжения определяются также углом открытия тиристора α :

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_\alpha^\pi u_{\text{пр}} i_{\text{пр}} d\omega t = U_0 I_{\text{ср}} + [(2\pi)^z a I_{\text{ср}}^{z+1} / (1 + \cos \alpha)^{z+1}] \int_\alpha^\pi \sin^{z+1} \omega t d\omega t. \quad (8)$$

Аналитические аппроксимации ВАХ тиристорov

Таблица 1

Тип тиристора и температура	Значение токов, выбранных для аппроксимации по формуле (3), А	Аппроксимирующая формула	R_d , МОм	R_d^* , МОм не более
T2-12, 25 °C	3,83; 12; 37,68	$u_{np}=0,1+0,643i_{np}^{0,25}$	10,57	
T2-12, 125 °C	4; 12,64; 40	$u_{np}=0,87+0,041i_{np}^{0,829}$	18,35	10
T2-12, 125 °C	4; 22; 120	$u_{np}=0,86+0,0375i_{np}^{0,846}$		10
T15-125, 125 °C	50; 122,47; 300	$u_{np}=1,13+0,01i_{np}^{0,7}$	1,166	1,5
T15-160, 25 °C	200; 400; 800	$u_{np}=1,2927+0,0186i_{np}^{0,5274}$	0,5	1 при 125 °C
T15-160, 25 °C	50; 160; 502,65	$u_{np}=0,6775+0,355i_{np}^{0,182}$	0,42	1 при 125 °C
T4-80, 25 °C	36; 67; 126	$u_{np}=0,31+1,1i_{np}^{0,119}$	1	2,6 при 110 °C
T4-100, 25 °C	31,85; 100; 314	$u_{np}=1,13+0,049i_{np}^{0,493}$	1,4	1,5 при 110 °C

На рис. 1 приведены значения определенного интеграла для ряда значений углов открытия тиристора при различных показателях степени синуса.

В качестве примера определим с помощью формулы (8) дифференциальные сопротивления, мощности рассеяния и пороговые напряжения для тиристорov T2-12, T15-125 (строки 1 и 4 в табл. 1) при $\alpha=90^\circ$ и сопоставим их с ранее вычисленными значениями при $\alpha=0$.

Для тиристора T2-12 при $z=0,25$ имеем $\int_0^\pi \sin^{z+1} \omega t d\omega t = 0,92$ (рис. 1) и соответственно по формуле (8) $P=22,1$ Вт. Так как при $\alpha=90^\circ$ $I_{cp}=I_m/2\pi$, то в соответствии с формулой (4) $R_d=6,28$ МОм. Для определения U_n в формулу (1) подставляется $K_f=\pi/\sqrt{2}$; тогда $U_n=1,368$ В.

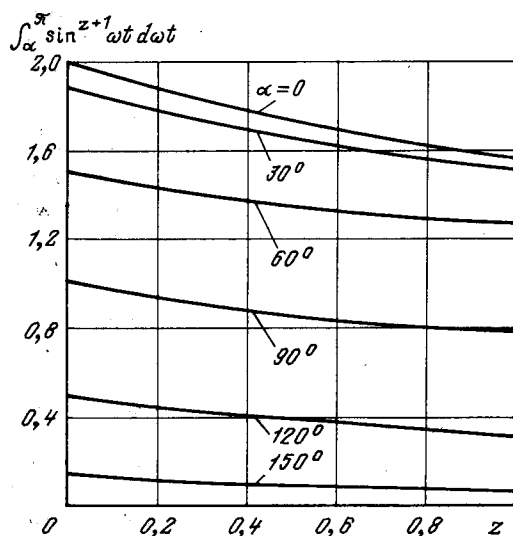


Рис. 1. Значения определенного интеграла с дробным показателем степени синуса при различных углах открытия тиристора

Для тиристора T15-125 при $\alpha=90^\circ$ получены следующие значения параметров при $I_{cp}=125$ А: $P=250,14$ Вт; $R_d=0,95$ МОм; $U_n=1,416$ В.

Из сопоставления этих данных с параметрами, полученными выше для $\alpha=0$ следует, что неполное открытие тиристора приводит к увеличению мощности рассеяния, уменьшению дифференциального сопротивления и увеличению порогового напряжения.

Параметры схем замещения диодов в трехфазных схемах выпрямления. На рис. 2 приведены три наиболее распространенные формы токов диодов в схеме выпрямления Ларионова: при активной нагрузке (рис. 2, а), при активно-индуктивной в случае абсолютного сглаживания тока (рис. 2, б) и при наличии анодных индуктивностей (рис. 2, в).

При активной нагрузке ток диода изменяется в пределах $\sqrt{3}I_m/2 \leq i_{np} \leq I_m$, а падение напряжения на нем $U_{n/6} \leq u_{np} \leq U_m$, где $U_{n/6}$ — падение напряжения на диоде при $\omega t = \pi/6$. Среднее значение тока диода

$$I_{cp} = \frac{2I_m}{\pi} \int_0^{\pi/6} \cos \omega t d\omega t = I_m/\pi.$$

С учетом аппроксимирующей формулы (3) мощность рассеяния диода

$$P_{np} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/6} u_{np} i_{np} d\omega t = U_0 I_{cp} + 2\pi^2 a I_{cp}^{1+z} \Lambda_1, \quad (9a)$$

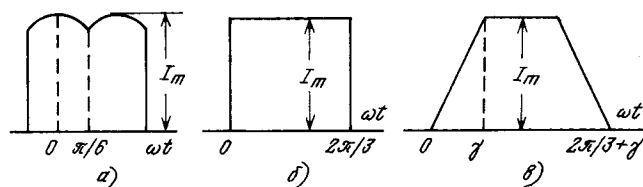


Рис. 2. Формы токов диодов в схеме выпрямления Ларионова

где

$$\Lambda_1 = \int_0^{\pi/6} \cos^{1+z} \omega t d\omega t. \quad (96)$$

Значения интеграла Λ_1 изменяются в следующих пределах:

$$\Lambda_1 = \begin{cases} 0,5 & \text{при } z=0; \\ \pi/12 + \sqrt{3}/8 & \text{при } z=1. \end{cases}$$

Чтобы оценить разницу в работе диода в классификационном режиме и в схеме выпрямления Ларионова, вычислим дифференциальные сопротивления, мощности рассеяния и пороговые напряжения для тиристоров Т2-12, Т15-125 при $\alpha=0$. Для этого воспользуемся аппроксимациями ВАХ, приведенными в табл. 1 (строки 1 и 4).

Тиристор Т2-12 при $z=0,25$ соответствует $\Lambda_1=0,494$ (принята линейная зависимость между Λ_1 и z), по формуле (9а) мощность рассеяния $P=18,89$ Вт, при коэффициенте формы тока $K_\phi=1,732$ и $R_d=10,57 \cdot 10^{-3}$ Ом пороговое напряжение $U_n=1,19$ В. Пороговое напряжение здесь несколько меньше, чем в классификационном режиме, так как меньше значение мощности рассеяния.

Подобные соотношения P , R_d и U_n относительно классификационного режима соответствуют и тиристор Т15-125 при $\alpha=0$: $P=180,92$ Вт, $R_d=1,166 \cdot 10^{-3}$ Ом, $U_n=1,01$ В. Здесь также мощность рассеяния и пороговое напряжение ниже, чем в классификационном режиме.

При активно-индуктивной нагрузке (рис. 2, б) среднее значение тока диода

$$I_{cp} = \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} d\omega t = I_m/3.$$

С учетом формулы (3) мощность рассеяния диода

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} u_{np} i_{np} d\omega t = U_0 I_{cp} + \frac{1}{3} z a I_{cp}^{1+z}. \quad (10)$$

Режим работы диода соответствует одной точке ВАХ, в которой дифференциальное сопротивление

$$R_d = az / (3I_{cp})^{1-z}. \quad (11)$$

Воспользовавшись формулами (1), (10) и (11) для определения R_d , P и U_n тиристор Т2-12 и Т15-125 (строки 1 и 4 табл. 1) при $\alpha=0$ и коэффициенте формы тока $K_\phi=\sqrt{3}$, получим: для тиристора Т2-12 $P=20,1$ Вт, $R_d=10,938 \times 10^{-3}$ Ом, $U_n=1,28$ В; для тиристора Т15-125 $P=220,45$ Вт, $R_d=1,18 \cdot 10^{-3}$ Ом, $U_n=1,32$ В. При активно-индуктивной нагрузке мощности рассеяния, дифференциальные сопротивления и пороговые напряжения несколько выше, чем при активной нагрузке.

В схеме выпрямления с анодными индуктивностями и при абсолютном сглаживании тока во внекоммутационном периоде (рис. 2, в) ток диода выражается следующей формулой:

$$i_{np} = \begin{cases} I_m \frac{\omega t}{\gamma}, & n\pi \leq \omega t \leq n\pi + \gamma; \quad n=0, 2, \dots; \\ I_m, & n\pi + \gamma \leq \omega t \leq (n+2/3)\pi; \\ I_m(2\pi/3 + \gamma - \omega t)/\gamma, & (n+2/3)\pi \leq \omega t \leq (n+2/3)\pi + \gamma. \end{cases} \quad (12)$$

Среднее значение тока диода

$$I_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3 + \gamma/2} i_{np} d\omega t = I_m/3. \quad (13)$$

С учетом формулы (3) мощность рассеяния диода

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3 + \gamma/2} u_{np} i_{np} d\omega t = \frac{\gamma}{2\pi} [3U_0 I_{cp} + a(3I_{cp})^{1+z} \times (\frac{2\pi}{3\gamma} - 1)]. \quad (14)$$

Следует отметить, что при $\gamma=\pi/3$ формула (14) приобретает следующий вид:

$$P = [3U_0 I_{cp} + a(3I_{cp})^{1+z}]/6. \quad (14a)$$

Из формул (14) и (14а) следует, что мощность рассеяния диода определенным образом зависит от значения угла коммутации.

Сопоставительная оценка параметров схем замещения диодов и тиристоров. На основе сопоставления номинального режима диодов и тиристор при синусоидальном однополупериодном токе (базовый режим) и всех других режимов можно оценить эксплуатационные условия работы диодов и тиристор. Таким образом, если мощность рассеяния, дифференциальное сопротивление, пороговое напряжение, коэффициент формы тока и другие параметры при синусоидальной форме тока принять за единицу, то отклонение от нее при небазовых режимах позволит не только судить о степени нагрузки, но и внести необходимые коррективы в параметры схемы замещения полупроводникового прибора.

В табл. 2 приведены относительные значения мощности рассеяния, дифференциального сопротивления, порогового напряжения, коэффициента формы тока и отношения токов I_m/I_{cp} тиристор Т2-12 и Т15-125 при синусоидальном однополупериодном токе и сопоставимых ему форм тока в однофазной схеме при угле открытия тиристора 90° , а также в трехфазной схеме Ларионова при активной и активно-индуктивной нагрузках в случаях работы тиристор диодами.

При угле открытия тиристора 90° в однофазной схеме выпрямления мощность рассеяния

Таблица 2

Значения параметров тиристорov в различных схемах выпрямления

Параметры тиристорov	Форма тока тиристора							
	Синусоида в пределах полупериода		Синусоида при $\alpha=90^\circ$		рис. 2, а		рис. 2, б	
	Тип тиристора							
	T2-12	T15-125	T2-12	T15-125	T2-12	T15-125	T2-12	T15-125
Мощность рассеяния	1	1	1,166	1,194	0,99	0,86	1,06	1,05
Дифференциальное сопротивление	1	1	0,596	0,815	1	1	1,03	1,01
Пороговое напряжение	1	1	1,08	1,076	0,94	0,77	1,01	1,003
Коэффициент формы тока	1	1	1,48	1,48	1,1	1,1	1,1	1,1
Отношение I_m/I_{cp}	1	1	2	2	1	1	0,955	0,955

превышает на $16,6 \div 19,4\%$ этот показатель полностью открытого тиристора в случаях одинакового среднего значения тока. Так как при синусоидальной форме тока амплитуда в 2 раза меньше, чем при угле открытия 90° , то дифференциальное сопротивление в последнем случае составляет $59,6 \div 81,5\%$ сопротивления полностью открытого тиристора. Пороговые напряжения в этих двух режимах различаются лишь на $7,6 \div 8,0\%$.

В схеме Ларионова параметры диодов незначительно отличаются от параметров при работе диодов в классификационном режиме. При абсолютном сглаживании тока мощность рассеяния несколько выше, так как расчеты проводились при одинаковых значениях тока I_m и для случая активной нагрузки. Разница же дифференциальных сопротивлений обусловлена различным отношением токов I_m/I_{cp} в этих двух режимах работы приборов. А разница пороговых напряжений обусловлена различными значениями мощности рассеяния.

Аппроксимация ВАХ степенной функцией. Для аналитического выражения ВАХ полупроводниковых диодов также пользуются степенной функцией [5, 6]

$$u_{np} = A i_{np}^N. \quad (15)$$

Здесь A и N — постоянные коэффициенты, определяемые по двум выбранным точкам ВАХ из формул

$$N = \ln(u_{np1}/u_{np2}) / \ln(i_{np1}/i_{np2});$$

$$A = u_{np1}/i_{np1}^N = u_{np2}/i_{np2}^N. \quad (16)$$

Формулой (15) также весьма точно аналитически воспроизводятся ВАХ полупроводниковых диодов. Например, ВАХ тиристора Т2-12 при 125°C [1] могут быть аппроксимированы формулами

$$u_{np} = 0,455 i_{np}^{0,395}; \quad u_{np} = 0,63 i_{np}^{0,325}, \dots$$

Коэффициенты первой формулы определялись для токов на ВАХ 10 А и 120 А, а коэффициенты другой формулы — для 4 А и 120 А. Расхождения вычисленных значений напряжений по отношению к исходной ВАХ при пользовании этими формулами не превосходят $5-6\%$.

В [6] степенной функцией аппроксимировались результаты статистической обработки экспериментальных данных для определения расчетной ВАХ тиристорov ТД-320 в пределах от 10 до 250 А.

Очевидно, что при пользовании формулой (15) для оценки рассеиваемой мощности в соотношениях (6), (8), (9а), (10), (14), (14а) будут отсутствовать слагаемые, содержащие линейную составляющую U_0 . Однако наличие этой составляющей в аппроксимирующей формуле (3) расширяет диапазон изменения тока, в пределах которого практически достигается совпадение вычисленного значения напряжения с напряжением на ВАХ для выбранного значения тока.

Высокая точность в определении коэффициентов аппроксимации формул (3) и (15) и последующем их применении может быть получена путем использования ЭВМ, так как немашинные способы вычисления логарифмов и чисел с дробными показателями степени приводят к определенным погрешностям.

В приложении приведен алгоритм расчета параметров схем замещения диодов и тиристорov по формуле (3) на ЭВМ. В случае пользования формулой (15) следует принять $U_0 = 0$.

Выводы. Применение линейно-степенной функции для аппроксимации ВАХ полупроводниковых диодов и тиристорov позволяет с высокой точностью аналитически выражать их характеристики в проводящем направлении. А это значит, что с высокой точностью могут быть вычислены мощность рассеяния, дифференциальное сопротивление и пороговое напряжение. Так как эти величины взаимно связаны между собой, то предложенная выше методика расчета

позволяет с необходимой достоверностью определить параметры схем замещения полупроводниковых диодов и тиристоров.

Приложение. В рассматриваемом примере для сопоставления расчета с исходными данными взяты шесть точек на ВАХ (токи и напряжения обозначены применительно к программе): $T(1)=50$ А, $U(1)=1,15$ В; $T(2)=100$ А; $U(2)=1,28$ В; $T(3)=160$ А, $U(3)=1,36$ В; $T(4)=240$ А; $U(4)=1,5$ В; $T(5)=400$ А; $U(5)=1,68$ В; $T(6)=502,66$ А; $U(6)=1,78$ В.

Алгоритм расчета:

1. Для точек ВАХ с индексами 1, 3, 6 определяются коэффициенты $U\varnothing$, A , z аппроксимирующей формулы $U=U\varnothing+AT^z$ с помощью следующих соотношений:

$$U\varnothing = [U(1)U(6) - U^2(3)]/[U(1) + U(6) - 2U(3)];$$

$$z = \ln [(U1 - U\varnothing)/(U3 - U\varnothing)] / [\ln T(1)/T(3)];$$

$$A = [U(1) - U\varnothing]/T^z(1).$$

2. Вычисляются падения напряжений на диоде для заданных значений токов $T(1)$, $T(2)$, $T(3)$, $T(4)$, $T(5)$, $T(6)$ по аппроксимирующей формуле

$$U_p = U\varnothing + AT^z.$$

3. Определяется относительное расхождение между значениями напряжений заданной характеристики и вычисленными по аппроксимирующей формуле:

$$\Delta U = (U(I) - U_p) \cdot 100 / U(I).$$

4. По формуле (8) определяются мощности рассеяния диода при номинальном токе. Чтобы не пользоваться вспомогательными подпрограммами для нахождения определенного интеграла и гамма-функций, в упомянутые формулы будут подставлены их значения, вычисленные ранее. Для сопоставления с полученными результатами

рассчитана также мощность при $\alpha=0$ с вычислением интеграла по дополнительной программе.

5. Определяются пороговые напряжения $U1$, $U2$ и $U3$ для трех значений мощностей, вычисленных в п. 4, по формуле

$$U_i = [4P_i - \pi U(6)T(3)] / [(4 - \pi)T(3)],$$

где $i=1, 2, 3$.

6. Определяются дифференциальные сопротивления диода для трех значений порогового напряжения:

$$R_d = [U(6) - U_i] / T(6).$$

Из результатов этих расчетов (в статье не приведены) следует, что мощности рассеяния P_1 , P_2 , P_3 , вычисленные разными способами, незначительно различаются между собой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Замятин В. Я., Кондратьев Б. В., Петухов В. М. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры.— М.: Радио и связь, 1987.
2. Здрок А. Г. Выпрямительные устройства стабилизации напряжения и заряда аккумуляторов.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
3. Здрок А. Г., Салютин А. А. Выпрямительные устройства электропитания и управления.— М.: Энергия, 1975.
4. Алферов Ж. И., Тучкевич В. М., Трукан М. К. Температура рп-перехода в мощных германиевых вентилях в пропускной полупериод.— Электричество, 1962, № 12.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.— М.: Наука, 1978.
6. Килдыш М. М., Миллона М. К., Узарс В. Я. Аналитическая аппроксимация прямых вольтамперных характеристик силовых тиристоров ТД-320 на ЭВМ.— Изв. АН Латв. ССР. Сер. физ. и техн. наук, 1974, № 2.
7. Newell W. E. Dissipation in solid — State Devices — the magic of I^{1+N} .— IEEE Power Electronics specialists conference, 1974.

[21.04.89]

ВНИМАНИЮ ВСЕХ СПЕЦИАЛИСТОВ, ПРОЕКТИРУЮЩИХ ЗДАНИЯ И СООРУЖЕНИЯ!

В IV кв. 1989 г. в ЭНЕРГОАТОМИЗДАТЕ выходит «ИНСТРУКЦИЯ ПО УСТРОЙСТВУ МОЛНИЕЗАЩИТЫ ЗДАНИЙ И СООРУЖЕНИЙ. РД 34.12.122—871 МИНЭНЕРГО СССР».

Разработчик — Государственный научно-исследовательский энергетический ин-т им. Г. М. Кржижановского.

ИНСТРУКЦИЯ устанавливает комплекс мероприятий и устройств

— для обеспечения безопасности людей и сельскохозяйственных животных;

— для предохранения зданий, сооружений, оборудования и материалов от взрывов, пожаров, разрушений при воздействии молнии.

ИНСТРУКЦИЯ необходима специалистам, проектирующим здания и сооружения. ИНСТРУКЦИЯ обязательна для всех министерств и ведомств.

Заказы направляйте по адресу: 103031, Москва, ул. Петровка, 15. Кн. маг. № 8 «Техника».

Влияние заземляющих устройств нулевого провода на токи нулевой последовательности в воздушных сетях напряжением 0,38 кВ

АНДРЕЕВ В. А., канд. техн. наук,
ДУБОВ А. Л., инж., ШИШКИН В. Ф., инж.

Ульяновский политехнический институт

При выполнении расчетов режимов воздушных линий напряжением 0,38 кВ особый интерес представляет вопрос влияния заземляющих устройств нулевого провода на распределение токов нулевой последовательности. На этот счет в литературе приводятся противоречивые сведения. Так, в [1] говорится, что уменьшение тока в нулевом проводе за счет отсоса через повторные заземления составляет 25—30 %.

Кроме того, здесь же отмечено, что на ток в нулевом проводе и земле влияет количество линий и количество заземлений нулевого провода на них. Согласно [2] при числе повторных заземлений на линии больше трех лишь половина из них участвует в отсосе тока. В [3] сказано, что при замыкании «фаза—нуль» ток отсоса может достигать 30—40 % фазного тока. По результатам одной из совместных работ Одесского ОКП Украинского отделения института «Сельэнергопроект» и Московского института инженеров сельскохозяйственного производства был сделан вывод, что отсос тока через повторные заземления в нормальном режиме составляет 1—2 %, а в режиме однофазного к. з. на нулевой провод достигает 13 %. Это соответствует линии, имеющей пять повторных заземлений при длине секции нулевого провода между ними 1 км. Здесь прослеживается ряд неточностей, а именно: согласно [4] расстояние между заземляющими устройствами должно быть не более 200 м для районов с числом грозových часов в году до 40 и не более 100 м для районов с числом грозových часов в году более 40. Маловероятной является и длина линии, равная 5 км. Сами авторы указывают, что длина магистрали до наиболее удаленного участка составляет 0,3—0,8 км. Это подтверждается и нашим обследованием сельских электрических сетей РЭУ. Ульяновскэнерго, в результате которого определена наибольшая длина магистрали, равная 0,86 км. Необходимо отметить, что расчеты в [1—3] проводились без учета индуктивных сопротивлений проводов и сопротивления взаимной индукции между ними. Учитывались только активные сопротивления.

Для выяснения влияния заземляющих устройств нулевого провода на токи нулевой последовательности нами рассмотрен граф схемы нулевой последовательности линии при обрыве проводов, к. з. фазного провода на нулевой и в нормальном режиме работы линии (рис. 1). При этом предполагалось, что ветви к. з. или нагрузок совпадают с местами подключения заземляющих устройств. Очевидно, резуль-

таты будут практически такими же и в случае к. з. на участке между заземляющими устройствами.

Расчеты однофазного к. з. на землю затруднительны из-за неопределенности условий данного вида к. з. и поэтому в настоящей работе не рассматриваются. Не учитывается также влияние повторных замыканий нулевого провода на распределение потенциала вдоль него.

Граф рассматриваемых повреждений для линии с распределенной нагрузкой приведен на рис. 1, где сплошными линиями изображены ветви заземляющих устройств (1, 2, ..., $l+1$) и ветви нагрузок или однофазных к. з. на нулевой провод, а штриховыми — ветви фазных и нулевого проводов линии. При большом числе заземляющих устройств целесообразно производить расчеты в матричной форме. Это дает возможность применять полученные выражения для различного конструктивного исполнения линий и производить расчеты с использованием ЦВМ.

При указанной на рис. 1 нумерации контуров контурное уравнение можно записать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} Z_I & Z_{II} \\ -Z_{III} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_N \\ -3I_\Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где Z_I , Z_{II} — квадратные подматрицы контурных сопротивлений порядка l ; I_N — столбец токов на участках нулевого провода; E — столбец контурных э. д. с. контуров $l+1, \dots, 2l$; I_Φ — столбец токов на участках фазного провода; 0 — столбец, содержащий l нулей.

Из равенства (1) получаем

$$Z_I I_N + 3Z_{II} I_\Phi = 0, \quad (2)$$

откуда

$$I_N = 3K I_\Phi, \quad (3)$$

где

$$K = Z_I^{-1} Z_{IV}; \quad (4)$$

$$Z_{IV} = -Z_{II}. \quad (5)$$

Если принять, что номера контуров 1, 2, ..., l являются одновременно номерами участков линии, то для элементов матриц Z_I , Z_{IV} будем иметь следующие выражения:

$$Z_{I,i,i} = R_i + R_{i+1} + R_{M,i} + jX_{N,i}; \quad (6)$$

$$Z_{IV,i,i} = R_i + R_{i+1} + jX_{M,i}, \quad (7)$$

где $i = 1, 2, \dots, l$;

$$Z_{I,i,i+1} = Z_{I,i+1,i} = -R_{i+1}; \quad (8)$$

$$Z_{IV,i,i+1} = Z_{IV,i+1,i} = -R_{i+1}, \quad (9)$$

где $i = 1, 2, \dots, l-1$.

Здесь: остальные элементы равны нулю; R — сопротивления заземляющих устройств; R_N , X_N — сопротивления участков нулевого провода; X_M — сопротивление взаимной индукции между фазным и нулевым проводами на участках линии, принятое одинаковым для всех фаз.

Значения элементов матрицы K позволяют судить о влиянии заземляющих устройств на токораспределение. Для схемы, представленной на рис. 1, при отсутствии заземляющих устройств эта матрица должна быть единичной. Чем больше ее отличие от единичной при наличии заземляющих устройств, тем, очевидно, сильнее их влияние на распределение тока нулевой последовательности. Для выяснения этого обстоятельства были выполнены расчёты матрицы K .

В выражениях (6), (7) входят индуктивные сопротивления проводов и сопротивления взаимной индукции между ними. В литературе приводятся значения индуктивных сопротивлений воздушных линий, в которые входят вышеуказанные величины. В явном же виде данные о них отсутствуют. Нами эти сопротивления определялись, соответственно, как индуктивное сопротивление уединенного провода и сопротивление взаимной индукции между параллельными проводами. Для наиболее часто применяемых в сельских воздушных линиях 0,38 кВ проводов получены значения сопротивлений, приведенные ниже:

Марка провода	A-16	A-25	A-35	A-50	A-70
Сопротивление, Ом/км	0,805	0,790	0,780	0,768	0,758

Значения сопротивлений взаимной индукции были рассчитаны для различного возможного расположения проводов при применении деревянных и железобетонных опор. Диапазон изменения $X_M = (0,478...0,435)$ Ом/км. В расчетах можно принять $X_M = 0,458$ Ом/км, при этом отклонение значений X_M от расчетных не превышает 4,6 %.

При определении элементов матрицы K исследовался наиболее благоприятный случай для отсоса тока нулевой последовательности через заземляющие устройства, а именно расчеты производились для линии длиной 800 м (наибольшее значение), выполненной проводом А-16 (имеющим наибольшее сопротивление), при 20 заземляющих устройствах (максимально возможное количество для данной длины линии) сопротивлением каждое по 10 Ом. Сопротивление нейтрали трансформатора принималось равным 1 Ом.

В результате расчета на ЦВМ получена матрица, для которой диапазон изменения действительной части элементов главной диагонали составляет $(0,9934...0,9630)$, мнимой — $(-0,0012...-0,0040)$. Здесь первые значения коэффициентов соответствуют головному участку линии, вторые — концу линии. Остальные элементы матрицы близки к нулю. Их действительная часть отрицательна и изменяется в пределах $(-0,0013...-0,0338)$, мнимая — $(-0,0031...0,0003)$. Расчеты показывают, что максимальный отсос тока нулевой последовательности через заземляющие устройства составляет 3,7 %. Однако на практике расчетный случай не встречается. Так, согласно [5]

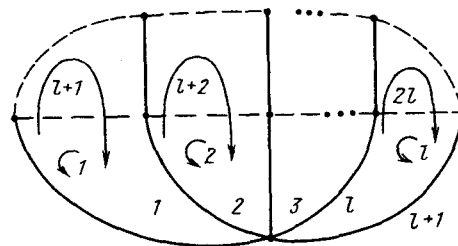


Рис. 1

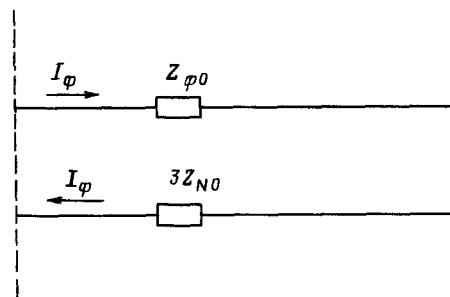


Рис. 2

максимальная длина линии, выполненной проводом А-16, равна 499 метров. С увеличением длины линии увеличивается сечение провода и соответственно уменьшается его удельное сопротивление, т. е. условия отсоса тока будут менее благоприятными по сравнению с расчетными. Очевидно, влияние заземляющих устройств других линий будет еще меньше. Это говорит о том, что при расчете режимов обрыва фазного провода или к. з. между фазным и нулевым проводами, а также нормального режима работы линии влиянием заземляющих устройств нулевого провода вполне можно пренебречь. Для уточненных расчетов можно предложить приближенный способ учета этого влияния. Если пренебречь недиагональными элементами матрицы K , то на основании (3) для каждого участка линии будем иметь:

$$I_N = 3KI_\phi, \quad (10)$$

где K — соответствующий данному участку диагональный элемент матрицы K .

Если принять, что сопротивления взаимной индукции между всеми проводами линии одинаковы, то выражения для падений напряжения на фазном и нулевом проводах участка линии с учетом (10) будут иметь вид:

$$\Delta U_\phi = I_\phi Z_{\phi,0}; \quad (11)$$

$$\Delta U_N = 3I_\phi Z_{N,0}, \quad (12)$$

где

$$Z_{\phi,0} = R_\phi + j(X_\phi + 2X_M - 3KX_M); \quad (13)$$

$$Z_{N,0} = KR_N + j(KX_M - X_M); \quad (14)$$

R_ϕ и X_ϕ — сопротивления фазного провода данного участка линии.

Этим выражениям соответствует схема замещения нулевой последовательности участка линии, показанная на рис. 2.

Точную схему нулевой последовательности без ин-

дуктивных связей в общем случае получить невозможно.

Все записанные выражения справедливы и в том случае, если поперечные ветви (нагрузки или к. з.) имеются не во всех местах подключения заземляющих устройств, только матрица K будет при этом не квадратная. Если промежуточных поперечных ветвей нет, т. е. нагрузка и, возможно, к. з. имеются только в конце линии, то матрица K будет столбцом и схема нулевой последовательности получится точной. При расчете без учета влияния заземляющих устройств в выражениях (13) и (14) следует принять $K = 1$.

Выводы. 1. Расчеты показывают, что вопреки данным [1—3] при обрыве проводов, однофазном к. з. на нулевой провод, а также нормальном режиме работы линий 0,38 кВ, имеющих распределенную нагрузку, заземляющие устройства нулевого провода практически влияния на распределение тока нулевой последовательности не оказывают, поэтому при расчете этих режимов методом симметричных составляющих в схему нулевой последовательности сопротивления заземляющих устройств можно не вводить.

2. При желании учесть влияние заземляющих устройств можно воспользоваться выражениями (13) и (14), определяя коэффициенты по (4).

3. Приведенные в статье значения сопротивлений X_M и X_N могут быть использованы в расчетах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин А. Ш., Фексон И. М. О выборе способов повышения чувствительности защиты от однофазных к. з. в сельскохозяйственных распределительных сетях. — Энергетика и электрификация, 1975.

2. Сукманов В. И. Исследование распределения токов нулевой последовательности в нормальном и аварийном режиме работы сельских сетей 0,38 кВ. — Тр./МИИСП, 1974, вып. 3.

3. Херсонский А. С. Обнаружение замыканий на землю сельских воздушных линий 0,38 кВ. — В кн.: Рациональная электрификация сельского хозяйства. М., МИИСП, 1984.

4. Правила устройства электроустановок. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

5. Инструктивные указания по проектированию электро-технических промышленных установок. — М.: Тяжпромэлектропроект, 1975, № 6.

[16.11.87]

УДК 621.311.016.24/25

Активная и неактивная мощность электрических систем

КАРАЕВ Р. И., доктор техн. наук, СИЛКИН В. Н., инж.

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

В настоящее время значительную часть нагрузок некоторых электрических систем составляют мощные преобразовательные устройства — нелинейные приемники электрической энергии. Такие приемники, как дуговые сталеплавильные печи, электропривод прокатных станов, электросварочные агрегаты, вентильный электропривод и электрическая тяга, значительно искажают формы кривых питающего тока и напряжения. Поэтому заметно повысился интерес к условиям питания нелинейных устройств. Как известно, в научной литературе последних лет предложено несколько различных способов описания энергетических процессов в таких устройствах, в частности, несколько способов определения так называемой реактивной мощности. Различными авторами она определяется по формулам

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} k Q_k; \quad (1)$$

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} Q_k, \quad (2)$$

где $Q_k = U_k I_k \sin \varphi_k$; k — номер гармоники.

В [1] реактивную мощность связывали с «обменной мощностью» между генератором и нагрузкой при синусоидальных и несинусоидальных режимах.

Выбор метода расчета «реактивной мощности» оп-

ределялся требованиями, выдвигаемыми к этой величине условиями решения конкретной задачи. Однако во всех этих теоретических разработках энергетические процессы в нелинейных устройствах рассматривались в отрыве от питающих их электрических систем.

Рассматривая периодический процесс в схеме электрической системы, питающей нелинейные приемники энергии, переходя от мгновенных значений к величинам, средним за период, вычисляем, как обычно, активную мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt. \quad (3)$$

Она имеет вполне ясный физический смысл, определяемый как среднее значение мгновенной мощности, потребляемой линейными и нелинейными приемниками, и балансируется в системе.

Потери мощности в отдельных элементах электрической системы обусловлены квадратом действующего значения тока:

$$I^2 = S^2 / U^2,$$

где S — полная мощность нагрузок, питаемых по линии передачи.

Необходимо обеспечить возможность вычисления полной мощности, передаваемой по данному элементу

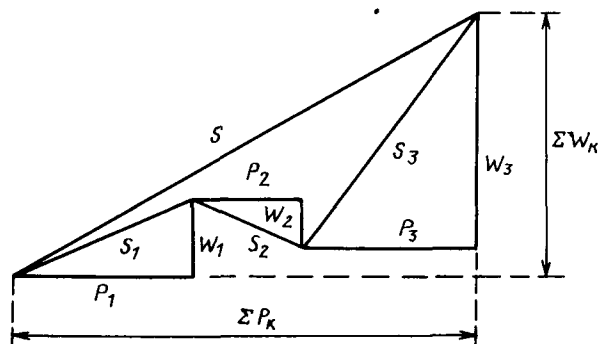


Рис. 1. Определение полной мощности при питании нелинейных приемников электрической энергии

при одновременном питании линейных и нелинейных приемников энергии. Для этого необходимо ввести величину, балансирующуюся в электрической системе в целом, а также в отдельных ее частях, и обладающую ортогональностью относительно активной мощности (рис. 1).

Эту величину, определяемую по формуле

$$W = \pm \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) dt \int_0^T i^2(t) dt - \left(\int_0^T u(t) i(t) dt \right)^2}, \quad (4)$$

назовем неактивной мощностью.

Знак неактивной мощности W должен соответствовать знаку первой гармоники реактивного тока.

Отметим, что неактивная мощность (4) не совпадает с величиной, указанной в [2] под тем же названием.

Тогда полная мощность S будет определяться по правилу прямоугольного треугольника.

Неактивную мощность (4) необходимо измерять непосредственно у каждого нелинейного приемника. Поэтому важнейшим условием правильного учета и тарификации электрической энергии, потребляемой нагрузками электрической системы, должно быть измерение активной и неактивной мощности. Это будет способствовать правильной оценке процессов, возникающих в электроэнергетической системе (устойчивая параллельная работа электрических станций с нагрузками, возникновение аварийного режима «лавина напряжения» и др.).

Неактивная мощность может быть измерена с помощью микропроцессорного устройства, причем одновременно определяется и активная мощность (3). В тех случаях, когда искажения токов и напряжений незначительны, применение микропроцессорных приборов не обязательно и можно ограничиться использованием эксплуатируемых до сих пор измерительных приборов.

Рассмотрим вначале два простых примера.

Пример 1. В цепи со встречно-параллельными управляемыми вентилями и резистивной нагрузкой, рассмотренной в [1, 3] (рис. 2), определим энергетические соотношения при угле включения тиристоров θ , равном $\pi/2$ (рис. 3).

Активная мощность

$$P = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} \cos \varphi = 0,25 U_m I_{1m}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

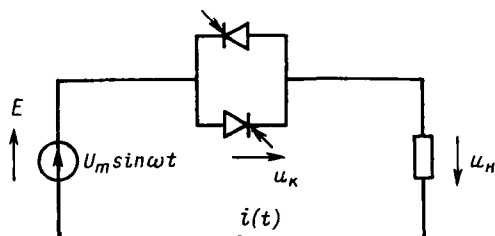


Рис. 2. Схема питания резистора через встречно управляемые вентили

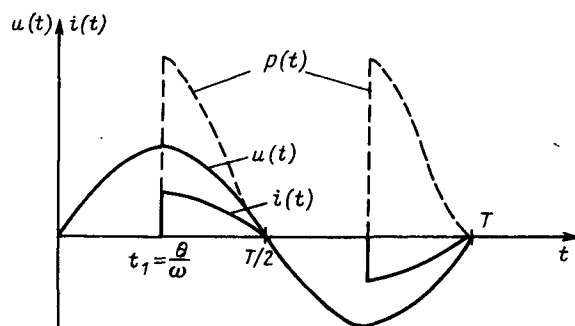


Рис. 3. Определение мгновенной мощности в цепи рис. 1

Так как напряжение питания является синусоидальной величиной $u(t) = U_m \sin \omega t$, то реактивные мощности, рассчитываемые по формулам (1) — (2), будут равны друг другу и будут определяться реактивной мощностью первой гармоники

$$Q = Q_1 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} \sin \varphi = 0,159 U_m I_{1m}.$$

Та же величина, определяемая через обменную мощность [1], равна нулю.

При $\theta = \pi/2$ первая гармоника тока $I_{1m} = 0,593 I_m$, где I_m — максимальное значение тока, протекающего через сопротивление.

Определим действующие значения напряжения и тока на зажимах источника

$$U = U_m / \sqrt{2}; \quad I = I_m / 2.$$

Следовательно,

$$S = UI = \frac{U_m I_m}{2\sqrt{2}} = \frac{U_m}{2\sqrt{2}} I_{1m} \cdot 1,687 = 0,596 U_m I_{1m}.$$

Тогда $W = \sqrt{0,596^2 - 0,25^2} U_m I_m = 0,54 U_m I_{1m}$. Погрешность измерения

$$\delta = \frac{W - Q}{W} 100 \%$$

для реактивных мощностей, определенных по формулам (1) — (2), равна 70 %, а для реактивной мощности, определенной с помощью обменной мощности [1], равна 100 %.

Пример 2. Рассмотрим работу электродуговой сталеплавильной печи при наличии индуктивности в цепи дуги [4]. На рис. 4 представлены кривые напряжения сети $u(t)$ и тока $i(t)$, а также мгновенной мощности $p(t)$. Дуговая печь питается от источника бесконечной мощности, т. е.

$$u(\omega t) = U_{m1} \sin(\omega t + \psi_n);$$

$$i(\omega t) = \begin{cases} I_m & \text{при } (2n-1)\pi > \omega t \geq 2n\pi; \\ -I_m & \text{при } 2\pi n \geq \omega t \geq \pi(2n-1), \\ n=0, 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

Найдем реактивную мощность по формулам (1) — (2) (при $k=1$):

$$Q = Q_1 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}} \sin \varphi_1;$$

разложим кривую $i(\omega t)$ в ряд Фурье:

$$i(\omega t) = \frac{4I_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right).$$

Следовательно,

$$Q = Q_1 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4I_m}{\sqrt{2}\pi} \sin \psi_n = \frac{2U_{m1}I_m}{\pi} \sin \psi_n;$$

$$P = P_1 = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4I_m}{\sqrt{2}\pi} \cos \psi_n = \frac{2U_{m1}I_m}{\pi} \cos \psi_n.$$

При $\psi = \pi/4$

$$Q = 0,45 U_m I_m; P = 0,45 U_m I_m;$$

$$W = \sqrt{\left(\frac{U_m}{\sqrt{2}} I_m \right)^2 - P^2} = 0,545 U_m I_m.$$

Погрешность $\delta = 17,4 \%$.

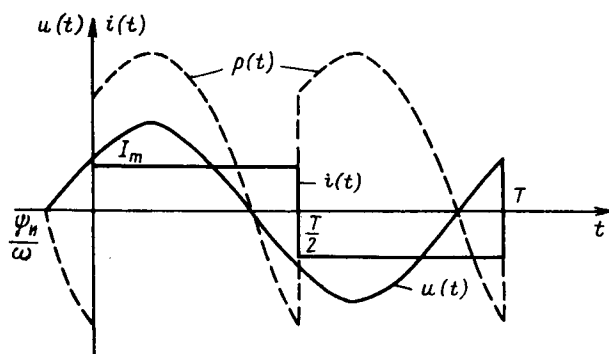


Рис. 4. Характеристики электрической дуги дуговой сталеплавильной печи

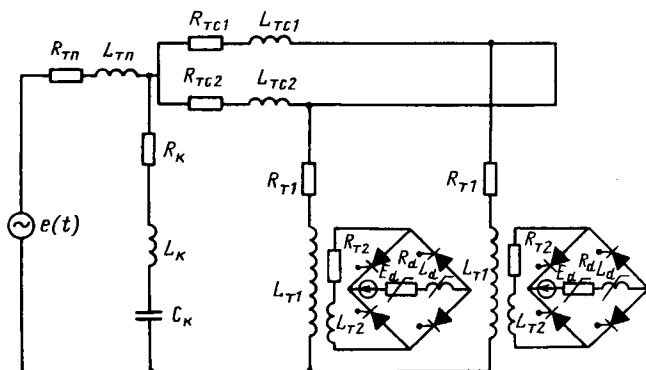


Рис. 5. Модель системы электроснабжения с двумя электропечами

Проанализируем условия потребления мощности в тяговых сетях электрифицированных железных дорог. Как известно, электровозы переменного тока, преобразующие однофазный переменный ток в постоянный, также являются нелинейными нагрузками, так как они искажают форму кривых потребляемых напряжений и токов. Поэтому учет мощности также должен оцениваться с помощью двух составляющих: активной P и неактивной W мощностей.

Рассмотрим несколько примеров расчета активной и неактивной мощностей в тяговых сетях переменного тока.

На ЭВМ ЕС-1033 была рассчитана модель системы электроснабжения, содержащая первичную сеть, два электровоза и устройство поперечной емкостной компенсации на шинах тяговой подстанции (рис. 5) [5]. Были произведены расчеты для различных соотношений тяговой и рекуперирющей нагрузок при одной и той же мощности УППК для вариантов, когда

- 1) $I_p = 0$;
- 2) $I_r = 0$;
- 3) $I_p = 0,5 I_r$,

где I_p — ток рекуперирующего электровоза; I_r — ток тягового электровоза.

Полученные для этих случаев значения активных, реактивных и неактивных мощностей на шинах тяговой подстанции, а также погрешностей, приведены в таблице.

Варианты	I_r, A	I_p, A	$S, MB \cdot A$	$P, MBт$	$Q, Mвар$	$W, MB \cdot A$	$\delta, \%$
1	290	0	7,25	6,60	2,30	3,00	23,3
2	0	220	5,5	4,5	2,1	3,16	33,6
3	360	180	13,5	1,5	8,4	13,4	37,3

Выводы. 1. В связи с тем, что электрические нагрузки потребителей питаются от общих электрических систем, тарификация и учет их при наличии нелинейных нагрузок должны осуществляться в величинах, балансирующихся в системе, т. е. активных и неактивных мощностей.

2. Предлагаемые авторами [3, 6, 7] методы расчета реактивных мощностей могут привести к погрешности учета электрической энергии в сетях с мощными нелинейными потребителями.

3. Для измерения неактивной энергии в цепях с мощными нелинейными нагрузками приборы для измерения реактивной мощности должны быть заменены микропроцессорными приборами для измерения неактивной мощности.

4. В тяговых сетях переменного тока значительные расхождения между реактивной и неактивной мощностью имеют место особенно при применении поперечной емкостной компенсации. Разница в показаниях между Q и W иногда достигает 40 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жарков Ф. П. Об одном способе определения реактивной мощности. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1984, № 2, с. 73—81.

2. Супронович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок.— М.: Энергоатомиздат. 1985.— 137 с.

3. Маевский О. А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей.— М.: Энергия. 1978.— 320 с.

4. Караев Р. И. Методика расчетов симметричных режимов работы дуговых печей.— Электричество, 1952, № 10, с. 20—22.

5. Фролов А. В. Взаимодействие тяговых и рекуперрующих электровозов в системах электроснабжения пере-

менного тока: Автореф. дис... канд. техн. наук.— М.: МИИТ, 1981, 24 с.

6. Кадомский Д. Е. Активная и реактивная мощности — характеристики средних значений работы и энергии периодического электромагнитного поля в элементах нелинейных цепей.— Электричество, 1987, № 7, с. 39—43.

7. Резник Л. Ф., Торбеков Г. М., Чегушков В. Г. Об одном подходе к определению составляющих мощности произвольной цепи.— Электричество, 1987, № 7, с. 43—45.

[02.06.83]

УДК 621.313.323.018.782.3.001.24

Идентификация параметров многоконтурных моделей неявнополюсных синхронных двигателей

КОРОБЕЙНИКОВ Б. А., ИЩЕНКО А. И.

Краснодар

Переходные процессы в многомашинных системах электроснабжения, содержащих крупные синхронные двигатели, при аварийных ситуациях являются сложными [1, 2]. В связи с повышением требований к релейной защите и автоматике необходимо добиваться увеличения точности расчетов переходных процессов, что, в свою очередь, требует использования более точных математических моделей элементов систем электроснабжения.

При выборе модели неявнополюсного синхронного двигателя следует учитывать, с одной стороны, те явления, которые возникают в переходных процессах, например, вытеснение токов в роторе, а с другой, — выбранная модель должна иметь хорошее сочетание с другими элементами многомашинной системы электроснабжения. В связи с указанным в качестве математической модели для неявнополюсного синхронного двигателя при его использовании в многомашинных системах электроснабжения целесообразно применять многоконтурные модели в виде электрических цепей [1]. На рис. 1 приведена математическая модель неявнополюсного синхронного двигателя в координатах dq . При этом э. д. с. зависимых источников для приведенной схемы определяются с помощью следующих выражений:

для цепей статора по оси d

$$\begin{aligned} E_{ds} &= \omega_s L_s i_d; \\ E_{dr1} &= \omega_s L_m i_{qr1}; \\ &\dots \\ E_{drn} &= \omega_s L_m i_{qrn}; \end{aligned}$$

для цепей статора по оси q

$$\begin{aligned} E_{qs} &= -\omega_s L_s i_q; \\ E_{qr1} &= -\omega_s L_m i_{dr1}; \\ &\dots \\ E_{qrn} &= -\omega_s L_m i_{drn}; \end{aligned}$$

где s — скольжение двигателя; ω_s — синхронная угловая скорость; L_s — собственная индуктивность статора; L_F — собственная индуктивность обмотки возбуждения; L_m — взаимная индуктивность между обмотками; L_{ri} — собственная индуктивность i -го демпферного контура; i_d, i_q — токи статора по осям d и q соответственно; i_F — ток обмотки возбуждения; i_{dr1}, i_{qr1} — токи i -го демпферного контура по осям d и q соответственно.

На основе каталожных и экспериментальных данных необходимо определить вектор параметров

$$Z = |R_s L_s L_m R_F L_F R_{r1} \dots R_{rn} L_{r1} \dots L_{rn}|^t.$$

В [3—5] приведены методы определения параметров двигателей на основе каталожных и экспериментальных данных, которые имеют невысокую точность и не позволяют определить параметры для демпферных контуров в виде многоконтурных схем. Метод, изложенный в [5], основывается на использовании численных алгоритмов при определении параметров по экспериментальным данным, однако он не учитывает условия физической реализуемости [7].

В статье рассматривается метод определения параметров для неявнополюсных синхронных двигателей в виде многоконтурных схем как решение задачи параметрической идентификации с использованием априорной информации. Для решения вектор параметров Z целесообразно представить в виде

$$Z = |XY|^t,$$

где X — вектор параметров, определяемый исходя из физических свойств двигателя; Y — вектор идентифицируемых параметров.

Вектор параметров X имеет вид

$$X = |R_s L_s L_m|^t,$$

а составляющие вектора определяются исходя из каталожных данных [8] с помощью следующих выражений:

$$L_s = \{ \sin \varphi_{ном} - \cos \varphi_{ном} [m_{\eta} \eta_{ном} - \sqrt{(m_{\eta} \eta_{ном})^2 - 1}] \}^{-1};$$

$$R_s \approx 0,25 (1 - \eta_{ном});$$

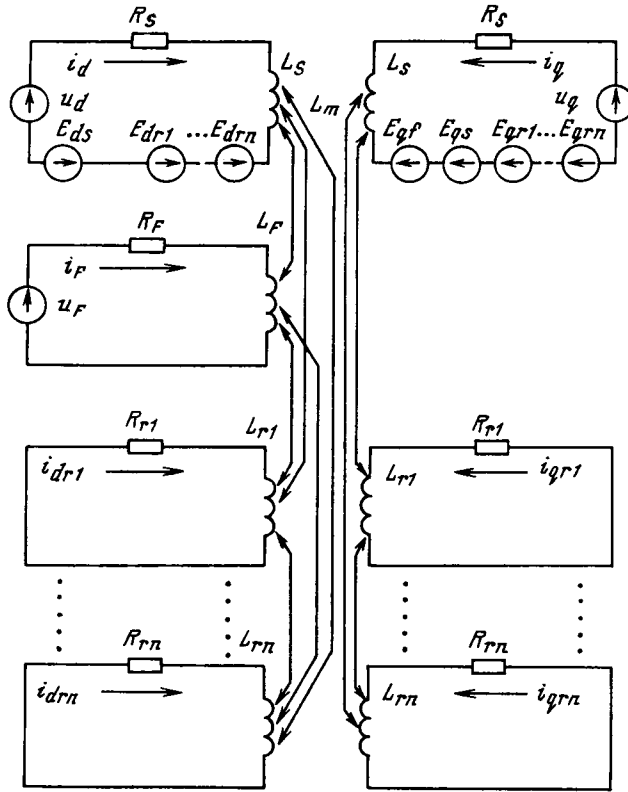


Рис. 1. Модель неявнополюсного синхронного двигателя

$$L_m = L_s - L_\sigma,$$

где m_m — кратность максимального момента; $\eta_{\text{ном}}$ — номинальный к. п. д.; $\cos \varphi_{\text{ном}}$ — номинальный коэффициент мощности; R_s — активное сопротивление статора; L_σ — индуктивность рассеяния обмотки статора.

Вектор Y имеет следующий вид

$$Y = |R_F L_F R_{r1} \dots R_{rn} L_{r1} \dots L_{rn}|^t,$$

а его составляющие определяются исходя из каталожных и экспериментальных данных.

Если экспериментальными данными являются зависимости момента от скольжения $M(s)$ и тока от скольжения $I(s)$, то существуют следующие функциональные связи указанных зависимостей и параметров двигателей [8, 9]:

$$M(X, Y, s) = \frac{1}{\eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}} \left[\operatorname{Re}(i_1) - R_s |i_1|^2 - \frac{R_s}{1-2s} |i_2|^2 \right];$$

$$I(X, Y, s) = \sqrt{|i_1|^2 + |i_2|^2};$$

$$i_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z_d} + \frac{1}{Z_q} + \frac{4R_s}{Z_d Z_q} \frac{1-s}{2s-1} \right) \frac{1}{K};$$

$$i_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z_d} - \frac{1}{Z_q} \right) \frac{1}{K};$$

$$K = 1 + \frac{R_s(1-s)}{2s-1} \left(\frac{1}{Z_d} + \frac{1}{Z_q} \right);$$

$$Z_d = j\omega_s(L_s - L_m) + \{ (j\omega_s L_m)^{-1} + [R_{r1}s^{-1} + j(L_{r1} - L_m)\omega_s]^{-1} + [R_{r1}s^{-1} + j(L_{r1} - L_m)\omega_s]^{-1} + \dots + [R_{rns}^{-1} + j(L_{rn} - L_m)\omega_s]^{-1} + [R_{rns}^{-1} + j(L_{rn} - L_m)\omega_s]^{-1} \}^{-1};$$

$Z_q = j\omega_s(L_s - L_m) + \{ (j\omega_s L_m)^{-1} + [R_{r1}s^{-1} + j(L_{r1} - L_m)\omega_s]^{-1} + \dots + [R_{rns}^{-1} + j(L_{rn} - L_m)\omega_s]^{-1} \}^{-1}$, где Z_d, Z_q — полные сопротивления обмотки статора по осям d и q соответственно.

Пусть на основе экспериментальных исследований получены числовые последовательности $\{M(s_i)\}$ и $\{I(s_i)\}$, где $i=1, 2, \dots, N$. Тогда для каждого значения s_i выражения для ошибок имеют следующий вид:

$$e_{mi}(Y) = M(s_i) - M(X, Y, s_i);$$

$$e_{li}(Y) = (I(s_i) - I(X, Y, s_i)).$$

Для ошибки по максимальному моменту при синхронной скорости имеем выражение

$$e_M = M_{c.s} - M_{cm}(X, Y),$$

где $M_{c.s}$ — синхронный максимальный момент экспериментальный; M_{cm} — синхронный максимальный момент, полученный расчетным путем для модели [10].

Для идентификации параметров необходимо минимизировать следующую целевую функцию

$$F(Y) = \sum_{i=1}^N [\sigma_{mi} e_{mi}^2(Y) + \sigma_{li} e_{li}^2(Y)] + \sigma_M e_M^2,$$

где $\sigma_{mi}, \sigma_{li}, \sigma_M$ — весовые множители.

Для решения данной задачи необходимо ввести следующие ограничения на параметры по условиям физической реализуемости

$$a_i R_s \leq R_{ri} \leq b_i R_s;$$

$$c_i L_s \leq L_{ri} \leq d_i L_s;$$

$$e R_s \leq R_F \leq f R_s;$$

$$g L_s \leq L_F \leq h L_s,$$

где a, b, c, d, e, f, g, h — коэффициенты ограничений.

Приведенная функция цели является сложной, содержит кроме глобального минимума несколько локальных, имеет «овраги» и «хребты». Для эффективного решения поставленной задачи большое значение имеет выбор начального вектора вида

$$Y_0 = |R_{F0} L_{F0} R_{r10} \dots R_{rn0} L_{r10} \dots L_{rn0}|^t.$$

Так как неявнополюсные синхронные двигатели имеют закономерности, определяемые физическими свойствами и конструктивными особенностями, то для выбора начального вектора и обоснования численного алгоритма решения поставленной задачи представляется целесообразным провести исследования целевой функции $F(Y)$ в виде проекций на подпространства отдельных параметров.

На рис. 2 приведена проекция целевой функции $F(Y)$ на подпространство с вектором

$$Y_1 = |R_{r1} R_{r2}|^t$$

для двигателя типа СТД-2000-2 в случае представления демпферных обмоток в виде двухконтурных схем. При этом вектор известных параметров имеет следующий вид

$$X_1 = |R_s L_s L_m R_F L_F L_{r1} L_{r2}|^t,$$

где $R_s = 0,0064$; $L_s = 0,00594$; $L_m = 0,00563$; $R_F = 0,0106$; $L_F = 0,00759$; $L_{r1} = 0,00578$; $L_{r2} = 0,00642$.

На рис. 3 приведены линии уровня для исследуемой проекции целевой функции $F(Y)$, из которых видны закономерности функции цели и минимальная невязка,

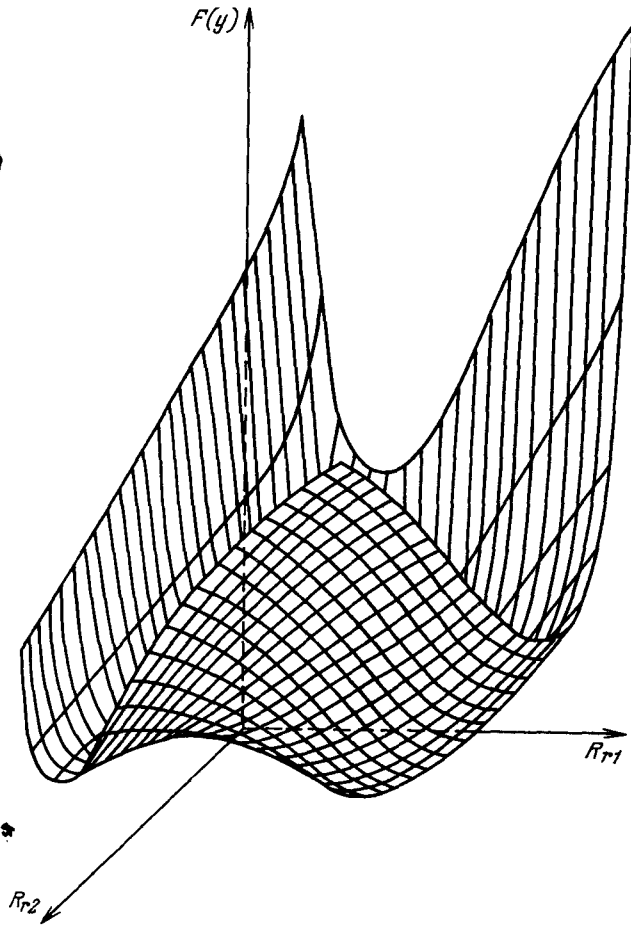


Рис. 2. Проекция целевой функции на подпространство параметров (R_{r1}, R_{r2})

равная 0,39. Была также изучена тенденция изменения целевой функции в зависимости от изменения отдельных параметров, что позволяет учесть эту тенденцию при решении задачи поиска минимума функции. Например, зависимость $F(L_F)$ по сравнению с другими зависимостями является более пологой, что может значительно увеличить время поиска минимума.

Исследования всех проекций целевой функции позволили установить, что в общем последняя имеет сложную «овражную» структуру с глобальным и несколькими локальными минимумами. Правильный выбор начального вектора Y_0 и весовых множителей σ_m , σ_l , σ_M обеспечивает нахождение глобального минимума целевой функции $F(Y)$.

Составляющие начального вектора Y_0 рекомендуется определять исходя из каталожных данных следующим образом:

$$R_{F0} = 0,7 U_{Fном} S_{ном} (I_{Fном} U_{ном}^2 K_F^2)^{-1};$$

$$L_{F0} = T_{d0} R_{F0};$$

$$K_F = (\omega_s M_F - S_{ном}) (L_m U_{ном}^2)^{-1};$$

$$M_F = \sqrt{2} U_{ном} (\sqrt{3} \omega_s I_{Fx.x})^{-1},$$

где K_F — параметр возбуждения; $U_{Fном}$ — номинальное

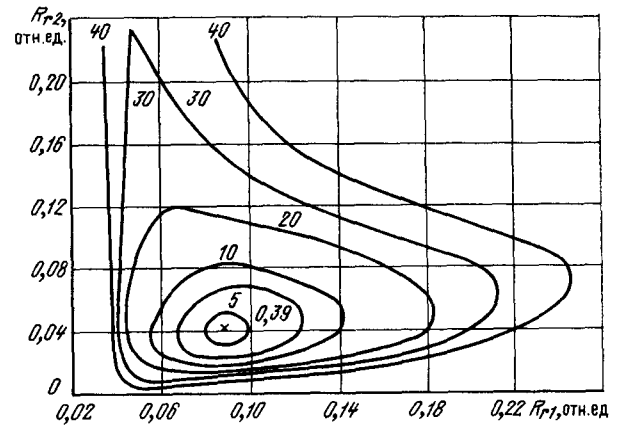


Рис. 3. Линии уровня для целевой функции

напряжение возбуждения; $I_{Fном}$ — номинальный ток возбуждения; $S_{ном}$ — номинальная мощность двигателя; $U_{ном}$ — номинальное напряжение двигателя; T_{d0} — постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке статора; M_F — взаимная индуктивность в именованных единицах; $I_{Fx.x}$ — ток возбуждения холостого хода при номинальном напряжении.

Начальные значения параметров демпферных контуров рекомендуется определять исходя из следующих неравенств

$$R_{ri0} > R_s; L_{ri0} \geq L_s.$$

Для обоснования выбора весовых множителей было проведено исследование для неявнополюсных синхронных двигателей изменения среднеквадратичных погрешностей по току e_I^2 , по моменту e_M^2 , а также результирующей погрешности $e^2 = e_I^2 + e_M^2$ в зависимости от соотношения σ_m/σ_l . На рис. 4 приведены указанные зависимости для двигателя СТД-2000-2. Исследования для серии неявнополюсных синхронных двигателей позволяют рекомендовать следующие весовые множители

$$\sigma_M = \sigma_m = 10; \sigma_l = 1.$$

Закономерности целевой функции $F(Y)$ указывают, что наиболее подходящими для решения задачи параметрической идентификации являются квазиньютоновские методы [11].

Для примера была решена задача параметрической идентификации для неявнополюсного синхронного двигателя типа СТД-2000-2 для двух- и трехконтурного представления демпферных обмоток на основе каталожных и экспериментальных данных $\{M(s_i)\}$ и $\{I(s_i)\}$.

Согласно приведенным выражениям вектор известных параметров равен

$$X = |10,008 \ 0,0059 \ 0,00556|^T.$$

Начальный вектор идентифицируемых параметров равен: для двухконтурной схемы демпферных обмоток

$$Y_{02} = |0,00430 \ 0,00572 \ 0,06 \ 0,044 \ 0,00590 \ 0,00620|^T;$$

для трехконтурной схемы демпферных обмоток

$$Y_{03} = |0,0043 \ 0,00572 \ 0,09 \ 0,064 \ 0,03 \ 0,00594 \ 0,00594 \ 0,00669|^T.$$

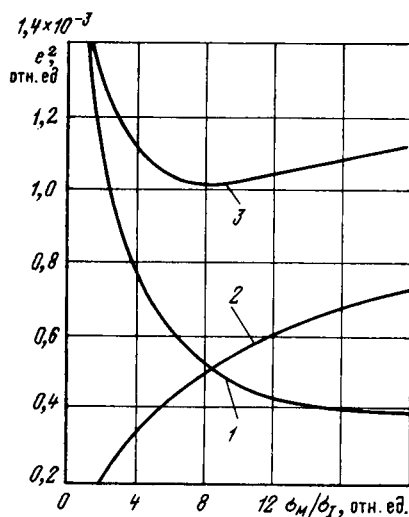


Рис. 4. Изменение среднеквадратичных погрешностей в зависимости от соотношения σ_M/σ_I : 1 — погрешность по моменту; 2 — погрешность по току; 3 — результирующая погрешность

Модель демпферной обмотки	Погрешность в асинхронном режиме		Погрешность при синхронной скорости	
	по моменту	по току	по максимальному моменту	по номинальному моменту
двухконтурная	0,0145	0,155	0,047	0,0292
трехконтурная	0,00303	0,0236	0,01015	0,006305

В результате поиска минимума целевой функции получены векторы идентифицируемых параметров: для двухконтурной схемы

$$Y_2 = [0,01 \ 0,00736 \ 0,0663 \ 0,043 \ 0,00561 \ 0,00631]^T;$$

для трехконтурной схемы

$$Y_2 = [0,0115 \ 0,00806 \ 0,214 \ 0,0856 \ 0,0415 \ 0,00565 \ 0,00605 \ 0,00685]^T.$$

По полученным параметрам определены характеристики $M(s)$ и $I(s)$ и проведено их сравнение с экспериментальными данными. Среднеквадратичные погрешности результатов сравнения по моменту и току в асинхронном режиме, а также погрешность по максимальному и номинальному моментам при синхронной скорости приведены ниже в таблице.

Из таблицы очевидно, что при трехконтурной схеме представления обмоток погрешности значительно уменьшаются и характеристики $M(s)$ и $I(s)$, построенные по идентифицируемым параметрам, практически совпадают с экспериментальными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постников И. М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин.— М.: Высшая школа, 1975.
2. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока.— М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1962.
4. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока.— Л.: Наука, 1965.
5. Гамазин С. И. Самозапуск электрических двигателей. Учебное пособие.— М.: МЭИ, 1979.
6. Сивокобыленко В. Ф., Гармаш В. С. Определение параметров схем замещения асинхронных и синхронных двигателей.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1982, № 5.
7. Ланнэ А. А. Оптимальный синтез линейных электрических схем.— М.: Связь, 1978.
8. Сивокобыленко В. Ф., Костенко В. И. Математическое моделирование электродвигателей собственных нужд электрических станций. Учебное пособие.— Донецк: ДПИ, 1979.— 110 с.
9. Проектирование электрических машин / Под ред. И. П. Копылова.— М.: Энергия, 1980.
10. Слодарж М. И. Режимы работы, релейная защита и автоматика синхронных электродвигателей.— М.: Энергия, 1977.
11. Гилл Ф., Мюррей Ч., Райт М. Практическая оптимизация.— М.: Мир, 1985.

[13.09.88]

УДК 621.313.017.71.001.24

Математическая модель электромагнитных и тепловых переходных процессов в асинхронном двигателе с переменными параметрами

ГАЙТОВ Б. Х., доктор техн. наук,
КОПЕЛЕВИЧ Л. Е., инж.

Краснодар

К асинхронным двигателям с переменными параметрами (АДПП) можно отнести асинхронные двигатели с массивным ротором (АДМР), которые находят все большее применение в различных областях техники. Опыт использования АДМР показал, что этот тип

двигателя, по сравнению с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором той же мощности, более длительное время находится в состоянии, соответствующем электромагнитным и особенно тепловым переходным процессам.

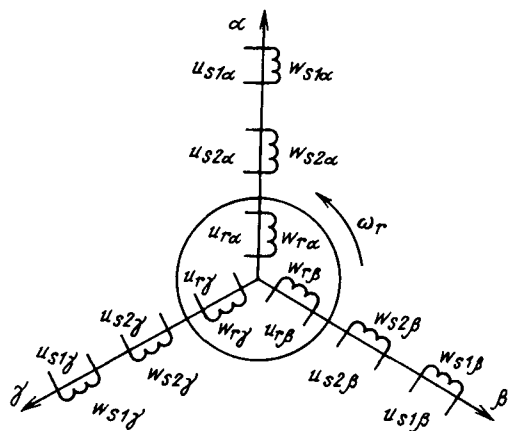


Рис. 1. Модель обобщенного электромеханического преобразователя энергии с двумя обмотками на статоре и одной на роторе по осям α , β , γ

В этих режимах работы возникает перегрев некоторых элементов конструкций электрических машин, что вызывает изменения многих электрических, магнитных и тепловых параметров этих элементов и снижение развиваемого момента электродвигателя. В свою очередь изменение параметров оказывает влияние на изменение интенсивности рабочих токов машины и, как следствие, на изменение плотности внутренних потерь в узлах электродвигателя. Для оценки влияния температуры узлов машины на ее характеристики необходимо иметь информацию о температурном поле машины.

В статье поставлена цель составить математическую модель электромагнитных и тепловых переходных процессов в АДПП на примере АДМР, как наиболее типичного двигателя с точки зрения уровня изменения параметров.

Для анализа переходных процессов в АДМР воспользуемся теорией обобщенного электромеханического преобразователя энергии (ОЭП) [1], что позволит представить электрическую машину в виде системы

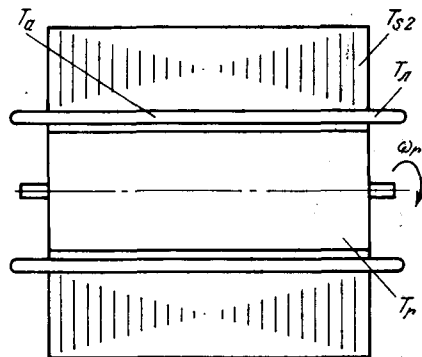


Рис. 2. Схема асинхронного двигателя с переменными параметрами для исследования тепловых переходных процессов

электрических цепей, находящихся в относительном движении. В отличие от [2] при составлении модели тепловых переходных процессов производится учет взаимного влияния основных узлов машины.

При составлении математической модели приняты следующие допущения: машина симметрична и коэффициент взаимной индуктивности между обмотками на статоре и роторе по осям ОЭП для всех обмоток одинаков и равен M ; поверхностные потери распределены равномерно и по радиусу к центру сохраняется реальное распределение источников тепла; параметры λ (коэффициент теплопроводности) и C (удельная теплоемкость вещества) считаются независимыми от температуры; ротор считается с идеально гладкой поверхностью, потери в концевых частях машины не учитываются; все части машины, подлежащие рассмотрению, характеризуются сильными термическими связями; обмотка и сердечник статора представлены коаксиальными цилиндрами; задача симметрична относительно осевой оси машины.

Процессы электромеханического преобразования энергии в АДПП, имеющим по две статорных и одной роторной обмотке по каждой из трех осей α , β , γ (рис. 1) описываются следующими соотношениями:

$$\begin{bmatrix} u_{s1\alpha} \\ u_{s1\beta} \\ u_{s1\gamma} \\ u_{s2\alpha} \\ u_{s2\beta} \\ u_{s2\gamma} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{r\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{r1}(R_{s1}+L_{s1}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r1}(R_{s1}+L_{s1}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r1}(R_{s1}+L_{s1}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r2}(R_{s2}+L_{s2}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r2}(R_{s2}+L_{s2}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r2}(R_{s2}+L_{s2}) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r3}(R_r+L_r) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r3}(R_r+L_r) \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & -\frac{M}{2} \frac{d}{dt} & K_{r3}(R_r+L_r) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1\alpha} \\ i_{s1\beta} \\ i_{s1\gamma} \\ i_{s2\alpha} \\ i_{s2\beta} \\ i_{s2\gamma} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{J} (M_s - M_c); \\ M_s &= P \frac{\sqrt{3}}{2} M (i_{s1\alpha} i_{r\gamma} + i_{s1\beta} i_{r\alpha} + i_{s1\gamma} i_{r\beta} + \\ &+ i_{s2\alpha} i_{r\gamma} + i_{s2\beta} i_{r\alpha} + i_{s2\gamma} i_{r\beta} - i_{s1\alpha} i_{r\beta} - i_{s1\beta} i_{r\gamma} - \\ &- i_{s1\gamma} i_{r\alpha} - i_{s2\alpha} i_{r\beta} - i_{s2\beta} i_{r\gamma} - i_{s2\gamma} i_{r\alpha}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Одна обмотка по каждой оси статора (собственно обмотка фазы статора) имеет линейные параметры, а вторая, учитывающая вихревые токи статора, имеет нелинейные параметры. Необходимость учета вихревых токов в сердечнике статора двигателей обусловлена тем, что, шлифуя внутреннюю поверхность статора для улучшения аэродинамических характеристик, что характерно для высокоскоростных двигателей, нарушают изоляцию между листами электротехнической стали, создавая тем самым цепь для замыкания вихревых токов. На рис. 2 схематично показан исследуемый двигатель. Тепловое состояние машины описывается следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} C_{m\rho_m} \frac{\partial T_s}{\partial t} &= \lambda_m (\nabla^2 T_s) + \frac{K_{T1} (I_{s1\alpha}^2 + I_{s1\beta}^2 + I_{s1\gamma}^2)}{F_{s1}^2 \gamma_m}; \\ C_{m\rho_m} \frac{\partial T_a}{\partial t} &= \lambda_m (\nabla^2 T_a) + \frac{K_{T1} (I_{s2\alpha}^2 + I_{s2\beta}^2 + I_{s2\gamma}^2)}{F_{s2}^2 \gamma_m}; \\ C_{s\rho_s} \frac{\partial T_s}{\partial t} &= \lambda_{sr} \left(\frac{\partial^2 T_s}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_s}{\partial r} \right) + \lambda_{sz} \frac{\partial^2 T_s}{\partial z^2} + \\ &+ \frac{K_{T2} R_{s2}}{V_2} (I_{s2\alpha}^2 + I_{s2\beta}^2 + I_{s2\gamma}^2); \\ C_{r\rho_r} \frac{\partial T_r}{\partial t} &= \lambda_r (\nabla^2 T_r) + \frac{K_{T3} S}{V_r F_r \gamma_r} \times \\ &\times (I_{r\alpha}^2 e^{-\frac{r}{2} \sqrt{\frac{2S\omega_1 \gamma_r \mu (i_{r\alpha})}{K_{T3}}}} + I_{r\beta}^2 e^{-\frac{r}{2} \sqrt{\frac{2S\omega_1 \gamma_r \mu (i_{r\beta})}{K_{T3}}}} + \\ &+ I_{r\gamma}^2 e^{-\frac{r}{2} \sqrt{\frac{2S\omega_1 \gamma_r \mu (i_{r\gamma})}{K_{T3}}}}). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В соотношениях (1)–(3): $u_{s1\alpha}$, $u_{s1\beta}$, $u_{s1\gamma}$, $u_{s2\alpha}$, $u_{s2\beta}$, $u_{s2\gamma}$, $u_{r\alpha}$, $u_{r\beta}$, $u_{r\gamma}$, $i_{s1\alpha}$, $i_{s1\beta}$, $i_{s1\gamma}$, $i_{s2\alpha}$, $i_{s2\beta}$, $i_{s2\gamma}$, $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$, $i_{r\gamma}$ — напряжение и токи в обмотках статора и ротора по осям α , β , γ соответственно; R_{s1} , R_{s2} , R_r — активные сопротивления обмоток статора и ротора по осям α , β , γ ; L_{s1} , L_{s2} , L_r — индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора по осям α , β , γ ; M_s — электромагнитный момент; M_c — момент сопротивления; J — момент инерции; S — скольжение; ω_1 — угловая скорость магнитного поля; ω_r — угловая скорость вращения ротора; μ_s , μ_r — относительная магнитная проницаемость стали статора и ротора; ∇^2 — оператор Лапласа по цилиндрическим координатам; C_m , C_r , C_s — удельные теплоемкости; ρ_m , ρ_r , ρ_s — плотности вещества; λ_m , λ_r , λ_s — коэффициенты теплопроводности; K_{T1} , K_{T2} , K_{T3} — температурный коэффициент сопротивления материала; T_s , T_a , T_r — мгновенные значения температур; γ_m , γ_s , γ_r — удельные проводимости материала; F_{s1} , F_{s2} , F_r — площади поперечного сечения соответствующих участков машины; V_r — объем исследуемого узла машины.

Индекс «s1» соответствует обмоткам фаз статора; индекс «s2» — обмоткам статора, по которым протекают эквивалентные вихревые токи; индекс «a» обозначает активную пазовую часть обмотки; индекс «л» — лобовую часть обмотки; «r» — ротор.

Начальные условия приняты нулевыми. Граничные

условия: на границе «пазовая часть обмотки — сердечник статора» и на границе «пазовая часть обмотки — лобовая часть обмотки» — граничные условия четвертого рода; на границе «сердечник статора — окружающая среда», «статор — ротор» и «торцевые части машины — окружающая среда» — граничные условия третьего рода.

Параметры АДМР определяются по [3]:

$$\left. \begin{aligned} R_r &= \frac{5,6 \cdot 10^{-3} K_T m_1 (\omega_1 K_{w1})^2}{pq_1} \sqrt{\frac{\mu_r (i_r) f_1 S}{\gamma_r}}, \\ x_r &= 0,6 R_r, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где m_1 — число фаз статора; ω_1 — число витков обмотки статора; K_{w1} — обмоточный коэффициент статора; $q_1 = \tau / l_\sigma$ — линейный коэффициент АДМР; $\tau = \frac{\pi D_2}{2P}$ — полюсное деление; D_2 , l_σ — геометрические размеры ротора; K_T — температурный коэффициент; f_1 — частота сети.

Параметры ветви вихревых токов определяются по [4]:

$$\left. \begin{aligned} R_{s2} &= \frac{P_m}{I_{s2\alpha}^2 + I_{s2\beta}^2 + I_{s2\gamma}^2}; \\ x_{s2} &= \omega_1 L_{s2} = \omega_1 L_0 \sqrt{\mu_s (i_{s2}) f_1}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где P_m — потери на вихревые токи в шихтованном сердечнике;

$$P_m = (I_{s2\alpha}^2 + I_{s2\beta}^2 + I_{s2\gamma}^2); \quad (6)$$

$$L_0 = \frac{ab}{l} \mu_s (i_{s2}), \quad (7)$$

где a , b , l — геометрические размеры сердечника статора.

Уравнения (1)–(3) представляют собой полную математическую модель АДПП с учетом электромагнитных, электромеханических и тепловых переходных процессов. Достоинством модели является то, что проведен учет влияния вихревых токов в статоре, вызванных замыканием пластин при их шлифовке по диаметру расточки статора, а также учет изменения параметров массивного ротора, вызванное изменением режима работы двигателя. Причем учет переменной параметров ротора проводится путем введения их функциональной зависимости от тока ротора и скольжения с учетом коэффициента Л. Р. Неймана [5].

Решая уравнения (1)–(3) на ЦВМ с использованием метода планирования эксперимента, можно исследовать машину в динамических режимах с учетом электромагнитных, электромеханических и тепловых переходных процессов при несимметричном и несинусоидальном напряжении при различных характеристиках магнитопровода машины и окружающей среды.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1987.
2. Казовский Е. Я., Кашарский Э. Г., Чемоданова Н. Б. К расчету нагрева массивных полюсов машин переменного тока вихревыми токами. — Электротехника, 1967, № 1.
3. Гайтов Б. Х., Семенко Л. П. Механические и скоростные характеристики асинхронного двигателя с массивным ротором при частотном управлении. — Электричество, 1982, № 8.
4. Купфмюллер К. Основы теоретической электротехники. — М; Л.: Энергия, 1960.
5. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1949.

[04.05.88]

Предельные характеристики импульсного преобразователя для питания электрофильтров на основе разрядника ИРТ-4-1

ЧЕКАЛОВ Л. В., РТИЩЕВ В. М.

Исследования по электрической очистке газов сосредоточиваются на разработках новых режимов питания электрофильтров как альтернативе другим методам снижения влияния обратной короны на качество очистки газов. Ведутся интенсивные исследования по повышению эффективности улавливания пыли в электрофильтрах путем дифференцированного выбора режимов питания в зависимости от характеристик улавливаемых пылей.

Наиболее эффективным режимом питания электрофильтров является импульсное, о котором в последнее пятилетие идет речь в подавляющем числе публикаций, связанных с исследованием питания электрофильтров. Импульсное питание теоретически имеет следующие преимущества перед другими режимами питания: более экономный режим электропотребления; возможность коррекции возникновения и управления интенсивностью обратной короны; повышенная эффективность очистки газов.

Эти преимущества вытекают из принципа импульсного питания, позволяющего плавно регулировать плотность тока коронного разряда при максимальных амплитудных напряжениях на электрофилтре без снижения равномерности распределения плотности тока и напряженности поля у осадительных электродов. Сейчас этот метод в основном применяется для модернизации существующих электрофильтров, поэтому приводимые в настоящее время противоречивые расчеты экономической эффективности метода не отражают его потенциальных возможностей при условии согласования конструкции электродов электрофилтра с особенностями импульсного коронного разряда.

Само по себе импульсное питание в зависимости от конкретных условий работы электрофилтра может обеспечить в разной степени одно из указанных преимуществ, и поэтому может быть осуществлено в трех режимах. Режим существенной экономии электроэнергии может обеспечиваться при некотором повышении эффективной скорости дрейфа частиц с минимальными затратами на модернизацию существующих агрегатов питания или при новых агрегатах питания (чрезерiodное или прерывистое питание) практически той же стоимости.

Режим коррекции возникновения обратной короны обеспечивает и существенную экономию электроэнергии, и повышение эффективной скорости дрейфа частиц, но при существенных затратах на модернизацию агрегатов питания или существенном увеличении стоимости новых агрегатов питания (импульсное питание в классическом виде).

Если в первых двух режимах повышение эффективной скорости дрейфа являлось следствием коррекции возникновения или снижения интенсивности обратной короны, то повышение эффективности улавливания пыли достигается за счет увеличения амплитуды напряжения, напряженности поля у осадительных электродов (вариопульсное или релаксационное питание), конструкции электродных систем и других факторов.

Доминирующая роль этого или иного преимущества в реализации импульсного питания определяется при прочих равных условиях характеристикой импульсов и прежде всего длительностью импульса напряжения. Анализ литературы показывает, что используются миллисекундные, микросекундные и наносекундные импульсы. Выбор длительности импульса зависит от выбранного режима, который пытаются реализовать. Использование миллисекундных импульсов реализует в основном преимущество импульсного питания. Использование микросекундных импульсов реализует уже два преимущества — первое и второе. Использование наносекундных импульсов и импульсов длительностью до нескольких микросекунд позволяет реализовать все три преимущества рассматриваемого питания и достигать наибольшей эффективности работы электрофилтра как при улавливании высокоомных, так и низкоомных пылей.

Для создания импульсов напряжения длительностью менее нескольких микросекунд при коммутируемых напряжениях до 10^5 В и амплитуде тока до 10^3 А в условиях частых коротких замыканий и электрических пробоев в электрофилтре, сопровождающихся возникновением перенапряжений на коммутаторе, наиболее эффективно (по сравнению с другими типами коммутаторов) применять разрядник. При этом следует отметить имеющуюся возможность в несколько раз увеличить ресурс разрядника.

В настоящее время серийно выпускается игнитронный разрядник ИРТ-4-1, который разработан специально для импульсного питания электрофильтров. Схемы импульсного преобразователя, выполненного на разряднике ИРТ-4-1 приведены: на рис. 1 для случая смешанного питания электрофилтра импульсным и выпрямленным током [1], на рис. 2 для релаксационного питания электрофилтра [2] и на рис. 3 для случая,

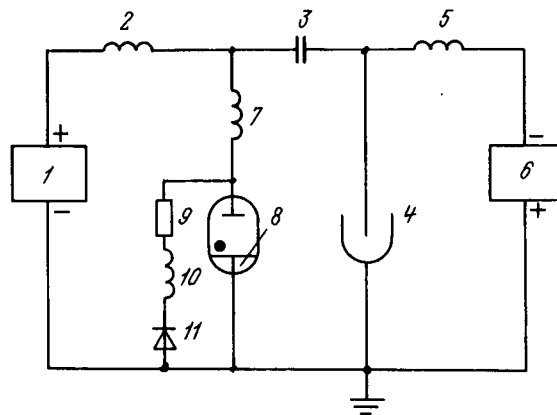


Рис. 1. Схема смешанного питания электрофилтра импульсным и выпрямленным током: 1, 6 — источники постоянного напряжения; 2, 5, 7, 10 — индуктивности; 3 — высоковольтный конденсатор; 4 — электрофилтр; 8 — управляемый разрядник; 9 — резистор; 11 — диод

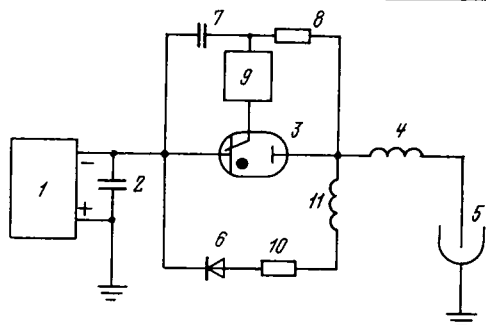


Рис. 2. Схема релаксационного питания электрофилтра: 1 — источник постоянного напряжения; 2 — высоковольтный конденсатор; 3 — управляемый разрядник; 4, 11 — индуктивности; 5 — электрофилтр; 6 — диод; 7 — конденсатор; 8, 10 — резисторы; 6 — диод

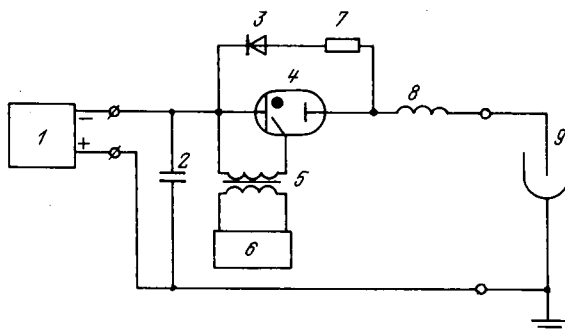


Рис. 3. Схема импульсного питания электрофилтра — аналог схемы фирмы «Флэкт»: 1 — источник постоянного напряжения; 2 — высоковольтный конденсатор; 3 — диод; 4 — управляемый разрядник; 5 — разделительный трансформатор; 6 — схема управления; 7 — резистор; 8 — индуктивность; 9 — электрофилтр

аналогичного предложенному фирмой «Флэкт» (Швеция) [3], которая в отличие от приведенной схемы применяет тиристорный ключ в качестве коммутатора и размещает источник постоянного напряжения и тиристорный ключ в одном маслonaполненном баке.

При аналогичных габаритах других элементов размеры разрядника ИРТ-4-1, конечно, несоизмеримо меньше тиристорного ключа даже в масляном исполнении, а с учетом стойкости разрядника к перенапряжениям и возможности коммутации импульсов тока длительностью менее единиц микросекунд являются решающим фактором при выборе конструкции импульсного преобразователя для получения максимальной эффективности применения электрофилтров.

Влияние параметров нагрузки, которой является электрофилтр, и изменения технологических процессов на длительность импульса, амплитуду пульсации, уровень постоянной составляющей напряжения рассмотрено в [4]. По полученным выражениям можно рассчитать параметры импульсов в установившемся режиме импульсного питания на предпробном уровне, если известны параметры схемы замещения коммутатора в проводящем состоянии. Когда требуется определить параметры импульсов с предельно минимальной длительностью импульса, следует учесть скорость и время изменения сопротивления коммутатора при переходе в проводящее состояние, а также экспериментально

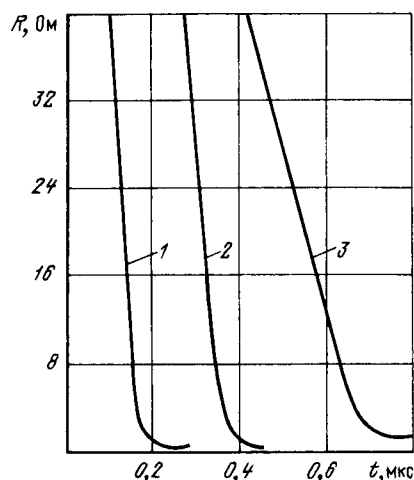


Рис. 4. Зависимость сопротивления разрядника ИРТ-4-1 от времени: 1, 2, 3 — при температуре в «рубашке» разрядника 30, 15, 6°C соответственно

подтвердить минимально возможную длительность получаемых импульсов.

В известных схемах импульсных источников питания используют резонансный заряд емкости электродной системы электрофилтра от емкостного накопителя энергии, поэтому было рассмотрено влияние нелинейного сопротивления разрядника ИРТ-4-1 и получаемой длительности импульса на величину напряжения на емкости при разряде конденсатора ИК-50-3 (3 мкФ, 0,4 мкГн) через разрядник ИРТ-4-1 на конденсатор КМК (0,1 мкФ, 0,015 мкГн). Волновое сопротивление составляло $1,4 \div 8$ Ом, период процесса разряда изменялся в пределах $0,95 \div 15$ мкс (за счет дополнительной индуктивности), соединения обеспечивали минимальное активное сопротивление за счет использования коротких плоских медных шин шириной 150 мм. Сопротивление $R(t)$ разрядника (рис. 4) определялось с помощью осциллограмм тока и напряжения по методике, изложенной в [5]. Отмечено, что форма всех экспериментальных осциллограмм тока и напряжения значительно отличается от обычно используемой в расчетах синусоидальной или косинусоидальной формы. Расчетные значения амплитуды тока $I_p = U_0 / \rho f(\gamma)$ и скорости нарастания тока $dI_p/dt = U_0/L$ также существенно отличаются от экспериментальных. Здесь U_0 , ρ , L — напряжение, волновое сопротивление и индуктивность контура, функция $f(\gamma)$ определяет степень снижения амплитуды тока в контуре в зависимости от параметра $\gamma = R/2\rho$, где R — активное сопротивление контура.

На рис. 5 приведены зависимости отношения экспериментальной амплитуды тока к расчетной от периода процесса разряда при различной температуре воды в «рубашке» разрядника. Отличие экспериментальных значений амплитуды тока от расчетной, а также увеличенный первый полупериод тока можно объяснить влиянием нелинейного сопротивления $R(t)$ разрядника.

Эквивалентная схема замещения разрядника может быть представлена последовательно соединенными постоянной линейной индуктивностью (0,1 мкГн) и нелинейным динамическим активным сопротивлением.

Исследования (рис. 5) показали, что при резонансном заряде емкости с периодом менее 10 мкс от

емкостного накопителя и соотношении емкостей больше 20 напряжение на емкости начинает существенно отличаться от оценки напряжения, равной удвоенному значению напряжения буферного накопителя.

Снижение амплитуды резонансного заряда емкости через ИРТ-4-1 заметно увеличивается с уменьшением периода процесса заряда ниже 5 мкс. Практически это означает, что при формировании импульсов напряжения на электрофилт্রে длительностью менее 5 мкс необходимо существенно увеличивать разницу напряжений на накопительном конденсаторе 2 (см. рис. 2 и 3) и нагрузке-электрофилт্রে перед моментом коммутации. Это вызвано влиянием нелинейного динамического сопротивления разрядника в проводящем состоянии, вызывающим резкое усиление затухания колебательного процесса при резонансном заряде емкости электрофилтра. Вместе с тем увеличение температуры воды в «рубашке» компенсирует это снижение. Учитывая, что разрядник в импульсном преобразователе должен работать с частотой до 200—400 Гц и в частотном режиме температура разрядника повышается, можно получить при использовании разрядника ИРТ-4-1 длительность периода процесса заряда емкости в 1 мкс (рис. 5) без существенного снижения амплитуды напряжения. Это условие позволяет осуществить третий режим импульсного питания и соответственно достичь всех его преимуществ.

Выводы. 1. Импульсный преобразователь для питания электрофилтров на основе игнитронного разрядника ИРТ-4-1 позволяет реализовать период резонансного заряда емкости от емкостного накопителя длительностью до 1 мкс и соответственно реализовать наиболее эффективный режим импульсного питания.

2. Снижение амплитуды напряжения на емкости электрофилтра при резонансном заряде и от емкостного накопителя через разрядник ИРТ-4-1 с периодом менее 5 мкс может практически компенсироваться увеличением рабочей температуры разрядника в диапазоне уменьшения периода резонансного заряда до 1 мкс.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 1287943 (СССР). Устройство для питания электрофилтров / Б. М. Ненашев, Л. В. Чекалов, А. П. Романов и др. — Опул. в Б. И., 1987, № 5.

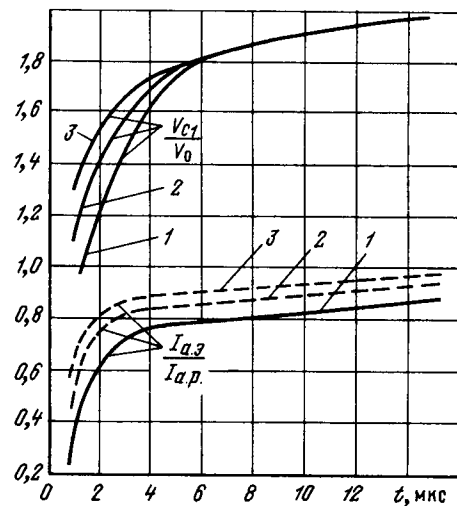


Рис. 5. Зависимости значений относительных амплитуд тока и напряжения на емкости при резонансном заряде емкости от емкостного накопителя через разрядник ИРТ-4-1: $I_{a.z}$, $I_{a.p}$ — экспериментальная и расчетная амплитуды зарядного тока; U_{c1} , U_0 — максимальные значения напряжения на накопительном и нагрузочном конденсаторах; 1, 2, 3 — при температуре воды в «рубашке» разрядника 6, 15, 30 °C

2. А. с. № 1223321 (СССР). Устройство для питания электрофилтра / Б. М. Ненашев, Л. В. Чекалов, В. И. Ивашкин и др. — Опул. в Б. И., 1986, № 13.

3. Porle K., Matsui Y. Practical couipment now available for pulse energization will save energy and improve performance.— International conference an electrostatic precipitation, Kyoto, Japan, 1984.

4. Чекалов Л. В. Анализ схемы импульсного питания электрофилтров — Электричество, 1986, № 9, с. 55—58.

5. Игнитронный разрядник ИРТ-6 при коммутации микропроцессорных импульсов тока / А. М. Арш, А. А. Вакорин, Н. И. Инденко и др. — Электронная техника. Электровакуумные и газоразрядные приборы, 1986, сер. 4, вып. 2, с. 51—53.

[09.02.89]

УДК 621.316.722:621.382.233.026

Энергетические показатели трехфазного тиристорного релейно-импульсного коммутатора с активно-индуктивной нагрузкой

ШЕВЧЕНКО В. В., доктор техн. наук,
БУРУНИН О. А., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

В настоящее время на промышленных предприятиях широко используются тиристорные регуляторы переменного напряжения с фазо-импульсным управлением, обеспечивающие плавное регулирование напряжения на зажимах технологического оборудования. Однако такие регуляторы ухудшают качество напряже-

ния и увеличивают потери мощности в питающей сети. В то же время для большой группы промышленных приемников электроэнергии не требуется обязательное плавное регулирование напряжения на их зажимах с целью обеспечения требуемых скорости и качества технологического процесса. Для таких потре-

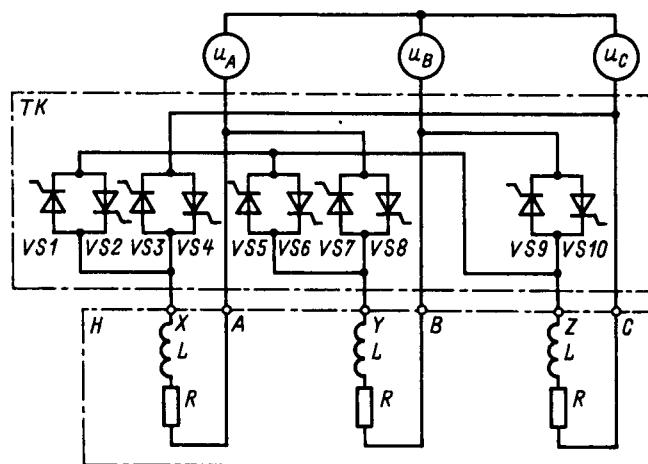


Рис. 1. Эквивалентная схема тиристорного коммутатора ТК и активно-индуктивной нагрузки Н

бителей целесообразно осуществлять дискретное регулирование напряжения. Так, для асинхронных двигателей в отдельных типах электроприводов достаточно двух шагов квантования (квантование по уровню: переключения «звезда — треугольник» статорной обмотки), а для промышленных электротермических установок (печи сопротивления, индукционные печи, сварочные агрегаты) число шагов квантования определяется требованиями к точности поддержания параметра регулирования.

В общем случае дискретное регулирование напряжения осуществляют чередованием на периоде повторяемости синусоидальных напряжений с фиксированными амплитудами. Такое регулирование носит название релейно-импульсного и, как правило, для его реализации требуется трансформатор с системой отпаек во вторичной цепи [1].

Однако трансформатор можно исключить, если учесть, что подавляющее число промышленных приемников электроэнергии питается от системы трехфазного тока, позволяющей получить три фиксированных уровня напряжения. Два уровня образуются системами фазных и линейных напряжений и являются основными уровнями. Третий уровень — дополнительный. Он образуется напряжениями с амплитудами, равными половине амплитуды линейных напряжений питающей сети. Поэтому возможно осуществление дискретного, релейно-импульсного бестрансформаторного регулирования путем формирования кривой напряжения на фазах нагрузки из отрезков синусоидальных напряжений с амплитудами, равными 1 , $1/\sqrt{3}$, $1/2\sqrt{3}$ амплитудного значения линейного напряжения питающей сети. Изменяя на периоде повторяемости (регулирования) T_n соотношение между длительностями подключения напряжений с указанными амплитудами, можно регулировать эквивалентное (действующее или среднее) значение выходного напряжения.

Рассмотрим наиболее общий случай бестрансформаторного релейно-импульсного регулирования, когда формирование результирующей кривой напряжения на трехфазной нагрузке осуществляют циклическим переключением выводов нагрузки с симметричной системой фазных напряжений на симметричную систему линей-

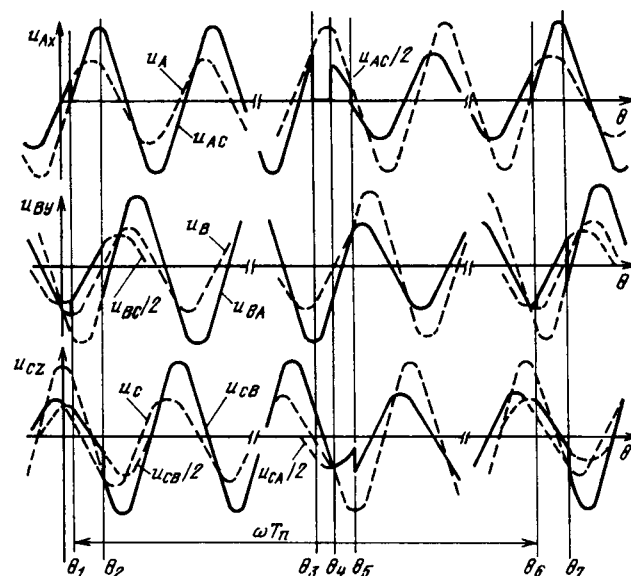


Рис. 2. Кривые напряжения на нагрузке

ных напряжений и обратно, поскольку все прочие образуются посредством выделения ряда однофазных промежуточных состояний исследуемой системы [2], а период повторяемости лежит в диапазоне $(16 \div 64)\pi$, удовлетворяющем многим технологическим процессам.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема бестрансформаторного релейно-импульсного тиристорного коммутатора, обеспечивающего сдвиг линейных напряжений на его выходе относительно фазных напряжений $\sigma = -30^\circ$, и активно-индуктивной нагрузки.

Кривые напряжения на нагрузке (рис. 2) могут быть представлены в виде отдельных участков синусоид различного размера. Можно выделить четыре типа участков, чередующихся в определенной последовательности. Участки первого типа $(\theta_1 - \theta_2)$, $(\theta_4 - \theta_5)$ образуются при включении одной фазы нагрузки на линейное напряжение u_{AC} , а две оставшиеся фазы — на половину линейного напряжения u_{BC} источника питания. Участки второго типа $(\theta_2 - \theta_3)$ образуются при включении всех фаз нагрузки на соответствующие линейные напряжения. Участки третьего типа $(\theta_3 - \theta_4)$ образуются при включении на линейные напряжения только двух фаз и отсутствии напряжения на третьей фазе нагрузки. Участки четвертого типа $(\theta_5 - \theta_6)$ образуются при включении всех фаз нагрузки на соответствующие фазные напряжения источника питания.

Аналитические выражения напряжений на фазах нагрузки:

$$u_A = U_m \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\theta_3}{\theta_1} 2\gamma(\theta) + \frac{\theta_5}{\theta_4} \gamma(\theta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{\theta_6}{\theta_5} \gamma(\theta) \sin \theta \right]; \quad (1)$$

$$u_B = U_m \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\theta_2}{\theta_1} \gamma(\theta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2} - \varphi\right) + \frac{\theta_5}{\theta_2} \gamma(\theta) \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) + \frac{\theta_6}{\theta_5} \gamma(\theta) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (2)$$

$$u_c = U_m \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \left(\gamma \frac{\theta_2}{\theta_1} + 2\gamma \frac{\theta_3}{\theta_2} \right) \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma \frac{\theta_5}{\theta_4} \sin \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right) + \gamma \frac{\theta_6}{\theta_5} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \quad (3)$$

где U_m — амплитудное значение фазного напряжения источника питания; θ_j — моменты изменения структуры тиристорного коммутатора, причем $\theta_6 - \theta_1 = \omega T_n$; θ_{j+1} — двусторонний функциональный прерыватель [3];

$\gamma(\theta)$ — двусторонний функциональный прерыватель [3];

$$\gamma(\theta) = \begin{cases} 0, & \theta < \theta_j; \\ 1/2, & \theta = \theta_j; \\ 1, & \theta_j < \theta < \theta_{j+1}; \\ 1/2, & \theta = \theta_{j+1}; \\ 0, & \theta > \theta_{j+1}. \end{cases}$$

Электромагнитные процессы в коммутаторе на любом из участков $(\theta_j - \theta_{j+k})$ можно описать системой дифференциальных уравнений первого порядка с кусочно-непрерывными воздействующими функциями [4]. Решая указанную систему и учитывая непрерывность тока на границе j -го и $(j+1)$ -го участков, получаем выражения, описывающие форму тока в фазах нагрузки:

$$\begin{aligned} i_A^n &= I_m \left\{ \sqrt{3} \gamma \frac{\theta_3}{\theta_1} (\theta) \left[\sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta - \theta_1}{\lg \varphi}} \right] + \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma \frac{\theta_5}{\theta_4} (\theta) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[\sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \sin \left(\theta_4 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta - \theta_4}{\lg \varphi}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \gamma \frac{\theta_1 + \omega T_n}{\theta_5} (\theta) \left[\sin (\theta - \varphi) - A_{A1} e^{-\frac{\theta - \theta_5}{\lg \varphi}} \right] \right\}, \quad (4) \\ i_B^n &= I_m \left\{ -\frac{\sqrt{3}}{2} \gamma \frac{\theta_2}{\theta_1} (\theta) \left[\cos (\theta - \varphi) + A_{B1} e^{-\frac{\theta - \theta_1}{\lg \varphi}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{3} \gamma \frac{\theta_5}{\theta_2} (\theta) \left[\sin \left(\theta - \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) - \sin \left(\theta_2 - \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta - \theta_2}{\lg \varphi}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \gamma \frac{\theta_1 + \omega T_n}{\theta_5} (\theta) \left[\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sin \left(\theta_5 - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta - \theta_5}{\lg \varphi}} \right] \right\}; \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_C^n &= I_m \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma \frac{\theta_2}{\theta_1} (\theta) \left[\cos (\theta - \varphi) - A_{C1} e^{-\frac{\theta - \theta_1}{\lg \varphi}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{3} \gamma \frac{\theta_4}{\theta_2} (\theta) \left[\cos (\theta - \varphi) - \cos (\theta_2 - \varphi) e^{-\frac{\theta - \theta_2}{\lg \varphi}} \right] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma \frac{\theta_5}{\theta_2} (\theta) \left[\sin \left(\theta + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sin \left(\theta_4 + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta - \theta_4}{\lg \varphi}} \right] \right\}. \end{aligned}$$

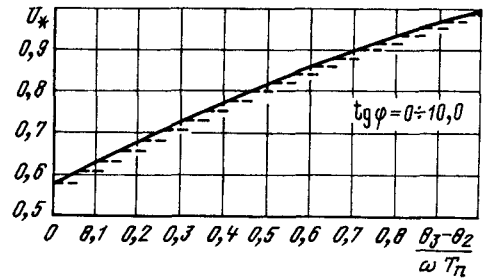


Рис. 3. Зависимости действующего значения выходного напряжения от интервала постоянства структуры

$$+ \gamma \frac{\theta_1 + \omega T_n}{\theta_5} (\theta) \left[\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) - A_{C2} e^{-\frac{\theta - \theta_5}{\lg \varphi}} \right] \}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} A_{A1} &= \sin (\theta_5 - \varphi) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta_5 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \\ &\quad - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta_4 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta_5 - \theta_4}{\lg \varphi}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{B1} &= \frac{2\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\theta_5 - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta_1 + \omega T_n + \theta_5}{\lg \varphi}} - \right. \\ &\quad \left. - \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \right] - \cos (\theta_1 - \varphi); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{C1} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} \left[A_{C2} e^{-\frac{\theta_6 - \theta_5}{\lg \varphi}} - \sin \left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \right] + \\ &\quad + \cos (\theta_1 - \varphi); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{C2} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\theta_1 + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{\theta_5 - \theta_4}{\lg \varphi}} - \right. \\ &\quad \left. - \sin \left(\theta_5 + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) \right] + \sin \left(\theta_5 + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right), \end{aligned}$$

где $I_m = U_m [R^2 + (\omega L)^2]^{-1/2}$ — амплитудное значение тока в нагрузке при фазном напряжении источника питания; φ — параметр нагрузки; $\lg \varphi = \omega L / R$.

Линейные токи коммутатора определяются соответствующими фазными токами:

$$i_A^n = i_A^n - \gamma \frac{\theta_5}{\theta_2} (\theta) i_B^n; \quad (7)$$

$$i_B^n = i_B^n - \gamma \frac{\theta_4}{\theta_2} (\theta) i_C^n; \quad (8)$$

$$i_C^n = i_C^n - \gamma \frac{\theta_3}{\theta_2} (\theta) i_A^n. \quad (9)$$

При этом моменты изменения структуры тиристорного коммутатора описываются системой из пяти трансцендентных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sin \left(\theta_3 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_3}{\lg \varphi}} &= \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_1}{\lg \varphi}}; \\ \sin \left(\theta_5 - \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_5}{\lg \varphi}} &= \sin \left(\theta_2 - \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_2}{\lg \varphi}}; \\ \cos (\theta_4 - \varphi) e^{\frac{\theta_4}{\lg \varphi}} &= \cos (\theta_2 - \varphi) e^{\frac{\theta_2}{\lg \varphi}}; \\ \sin (\theta_1 - \varphi) e^{\frac{\theta_1 + \omega T_n}{\lg \varphi}} &= \sin (\theta_5 - \varphi) e^{\frac{\theta_5}{\lg \varphi}} + \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta_4 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_4}{\lg \varphi}} - \\
& - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta_5 - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_5}{\lg \varphi}}; \\
& \cos (\theta_2 - \varphi) e^{\frac{\theta_2}{\lg \varphi}} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_1}{\lg \varphi}} - \\
& - \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \left(\theta_5 - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) e^{\frac{\theta_5 - \omega T_n}{\lg \varphi}} + \cos (\theta_1 - \varphi) e^{\frac{\theta_1}{\lg \varphi}}.
\end{aligned}$$

Действующие значения выходных параметров регулятора определяем по известной формуле

$$Y = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_i^{t_{i+1}} \int_{t_i}^{t_{i+1}} y_i^2(t) dt}, \quad t_i \in [0, T], \quad (11)$$

подставляя вместо $y(t)$ соответствующие значения функций (1)–(9).

Для расчета энергетических показателей исследуемых регуляторов воспользуемся методикой, предложенной в [5]; тогда полная мощность, потребляемая регулятором из сети,

$$S = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \left[\sum_{s=A, B, C} (I_s^n)^2 \right]^{1/2}, \quad (12)$$

где I_s^n — действующее значение линейного тока s -й фазы регулятора.

Выражение для активной P , реактивной Q мощностей, мощностей искажения H и несимметрии N удобно привести к следующему виду:

$$P = \frac{U_m}{2} \sum_{s=A, B, C} b_{1s}^n; \quad (13)$$

$$Q = -\frac{U_m}{2} \sum_{s=A, B, C} a_{1s}^n; \quad (14)$$

$$H = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \left[\sum_{s=A, B, C} (I_s^n)^2 - \sum_{s=A, B, C} (I_{1s}^n)^2 \right]^{1/2}; \quad (15)$$

$$H = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[2 \sum_{s=A, B, C} (I_{1s}^n)^2 - \sum_{p, q=A, B, C} (a_{1p}^n a_{1q}^n + b_{1p}^n b_{1q}^n) / 2 \right]^{1/2}, \quad (16)$$

где I_s^n — действующее значение первой гармоники линейного тока s -й фазы коммутатора; a_{1s}^n, b_{1s}^n — коэффициенты Фурье первой гармоники линейного тока s -й фазы коммутатора относительно s -й оси преобразования:

$$I_s^n = \{[(a_{1s}^n)^2 + (b_{1s}^n)^2] / 2\}^{1/2};$$

$$a_{1s}^n = \frac{2}{\omega T_n} \int_{\theta_1}^{\theta_1 + \omega T_n} i_s^n \cos(\theta + \psi_s) d\theta;$$

$$b_{1s}^n = \frac{2}{\omega T_n} \int_{\theta_1}^{\theta_1 + \omega T_n} i_s^n \sin(\theta + \psi_s) d\theta;$$

$$\psi_s = \left(-\frac{\theta}{2\pi/3} \right).$$

Соотношения между полной мощностью (12) и ее составляющими (13)–(16) принято характеризовать коэффициентами мощности k_m , сдвига k_c , искажения k_n , несимметрии k_n [5], позволяющими оценить эффективность использования электроэнергии при релей-

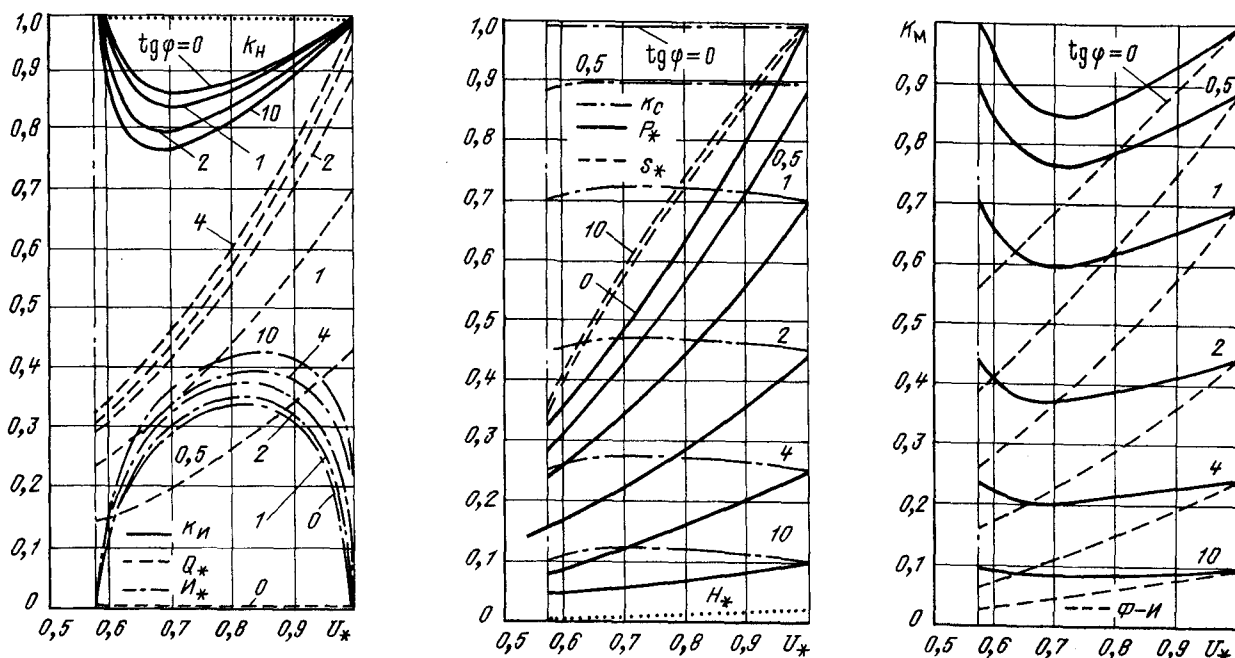


Рис. 4. Зависимости полной мощности, ее составляющих и энергетических коэффициентов от степени регулирования

но-импульсным управлением регулятором и определить условия ее наилучшего использования.

Математическое моделирование электромагнитных и энергетических процессов системы «трехфазный тиристорный релейно-импульсный коммутатор — активно-индуктивная нагрузка» проведено на ЦВМ СМ-4 по программе REG3M на языке ФОРТРАН. На основе полученных результатов построены в относительных единицах графики зависимостей действующего значения выходного напряжения U от интервала

($\theta_3 - \theta_2$) постоянства структуры коммутатора (рис. 3); энергетических коэффициентов k_m , k_c , k_n , k_h , полной мощности и ее составляющих S , P , Q , I , H ($S_0 = 9U_m I_m / 2$) в функции действующего значения напряжения на нагрузке (степени регулирования $U = \sqrt{6}U/3U_m$) (рис. 4) при различных значениях

параметра нагрузки $\tan \varphi$. Для наглядности указанные зависимости представлены в идеализированном виде, когда шаг квантования коэффициента передачи стремится к нулю. Реальные зависимости имеют игольчатую форму (на рис. 3 показаны штрихпунктиром), приближающуюся к идеальной с увеличением ωT_n . Кроме того, на рис. 4 штрихпунктирными линиями показаны зависимости $k_m = f(U)$ регулятора переменного напряжения с фазоимпульсным способом управления.

Из графиков следует, что выходные напряжения и токи трехфазного бестрансформаторного регулятора с релейно-импульсным управлением практически симметричны (коэффициент несимметрии близок к единице, мощность несимметрии близка к нулю), причем указанные напряжения не зависят от параметров нагрузки вследствие отсутствия углов задержки на включение вентилей и сохраняет синусоидальную форму во всем диапазоне регулирования $\sqrt{3}/3 \leq U \leq 1$.

Коэффициент сдвига практически не зависит от уровня выходного напряжения и определяется лишь значением параметра нагрузки $\tan \varphi$. Относительно невысокие значения коэффициента искажения обусловлены в основном субгармоническими составляющими сетевого тока. Коэффициент искажения может быть доведен до единицы, а составляющая полной мощности — мощность искажения сведена к нулю применением параллельно работающих релейно-импульсных регуляторов, у которых субгармонические составляющие сетевых токов сдвинуты относительно друг друга так, что полностью компенсируют друг друга, что имеет место, например, в преобразователях с несимметричным сеточным управлением [1]. Несмотря на это, во всем диапазоне регулирования выходного напряжения результирующее негативное воздействие одиночного релейно-импульсного регулятора на питающую сеть значительно ниже, чем соответствующего регулятора с фазоимпульсным управлением (среднее значение коэффициента мощности в 1,2—1,5 раза выше). Следовательно, работа релейно-импульсных регуляторов будет сопровождаться меньшими потерями мощности в электрических сетях и подключенном к ним электрооборудовании.

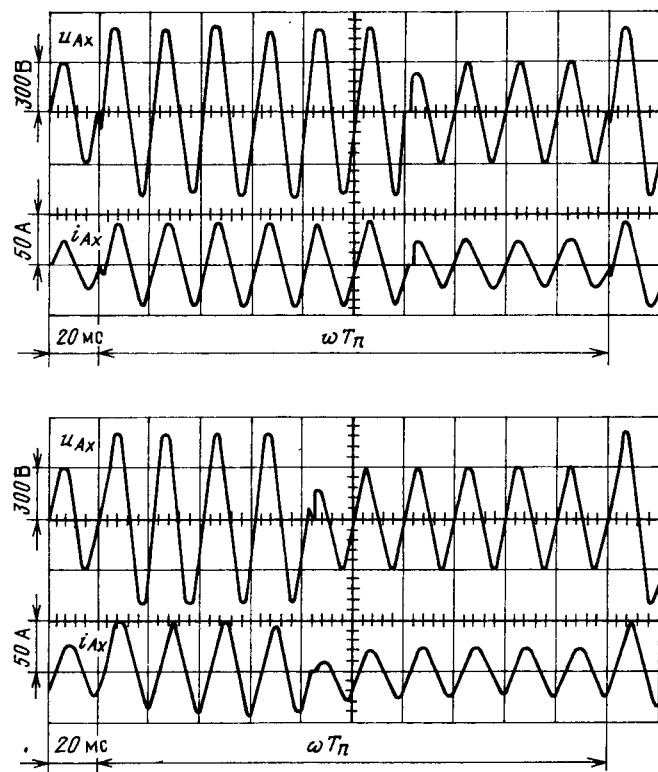


Рис. 5. Осциллограммы фазных токов и напряжений на фазе АХ нагрузки при релейно-импульсном управлении: а — $\tan \varphi = 0$; б — $\tan \varphi = 1,4$

Результаты теоретического анализа подтверждены экспериментальными исследованиями релейно-импульсного регулятора, выполненного на базе силовой части реверсивного тиристорного пускателя ПТ-40-380УЗР, и опытом эксплуатации релейно-импульсных регуляторов мощности многозонных промышленных печей сопротивления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гельман М. В., Лохов С. П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. — М.: Энергия, 1975.
2. А. с. 1201989 СССР, МКИ³ Н 02 Р 13/30. Способ регулирования переменного напряжения на трехфазной нагрузке / Э. Т. Сидоренко, О. А. Бурунин / Открытия. Изобретения, 1985, № 48.
3. Пухов Г. Е. Дифференциальные преобразования функций и уравнений. — К.: Наук. думка, 1980.
4. Шевченко В. В., Бурунин О. А. Исследование электромагнитных процессов в релейно-импульсных регуляторах переменного напряжения. — Изв. вузов. Электромеханика, 1986, № 12, с. 26—31.
5. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978.

[10.01.89]

Численно-аналитический метод расчета магнитных систем с токопроводами произвольной конфигурации

ВАСЕЦКИЙ Ю. М., КОВБАСЕНКО Ю. П.

Магнитные системы многих электротехнических устройств и электрофизических установок содержат различные контуры с током достаточно сложной геометрии. Форма сечения токопроводящих элементов также может быть весьма разнообразной. Расчет магнитного поля, энергии поля, электродинамических сил в таких системах представляет собой трудную задачу, связанную с необходимостью проведения большого объема вычислений.

В общем случае векторный потенциал \vec{A} и индукция \vec{B} магнитного поля, создаваемого заданной системой токов, определяются формулой Био — Савара [1]:

$$\vec{A}_Q = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{j}_M}{r_{QM}} dV_M; \quad \vec{B}_Q = \text{rot}_Q \vec{A}_Q, \quad (1)$$

где \vec{j} — плотность тока; r_{QM} — расстояние между точкой Q , в которой определяется поле, и точкой источника M ; интегрирование проводится по всему объему V проводника, занятому токами.

Для определения энергии W магнитного поля контура, интегрирование по объему проводника уже необходимо проводить дважды:

$$W = \frac{\mu_0}{8\pi} \int_V \int_V \frac{\vec{j}_Q \vec{j}_M}{r_{QM}} dV_M dV_Q. \quad (2)$$

При протекании больших токов возникающие электродинамические усилия создают значительные механические напряжения. Однако для исследова-

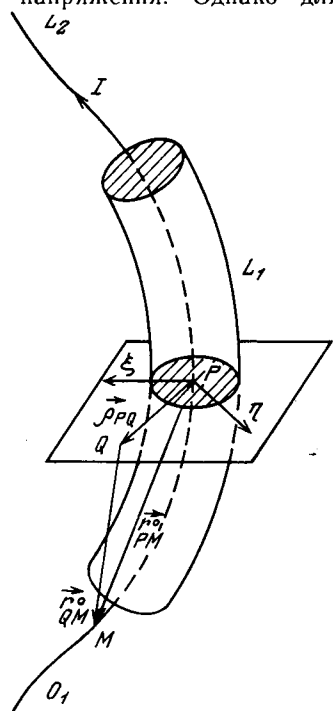
ния напряженно-деформированного состояния обмотки обычно достаточно знать лишь распределение линейной плотности сил \vec{F} . Линейная плотность сил относительно оси проводника O_1 определяется как предел отношения суммарной силы, действующей на элемент проводника между двумя поперечными сечениями, к длине осевой линии между ними и рассчитывается из выражения [2]:

$$\vec{F} = - \frac{\mu_0}{4\pi} \int_S \int_M \kappa \frac{\vec{j}_Q \times (\vec{j}_M \times \vec{r}_{QM})}{r_{QM}^2} dV_M dS_Q, \quad (3)$$

где κ — предел отношения элементов длин произвольной линии тока и осевой линии проводника; S — площадь поперечного сечения.

Несмотря на простоту выражений (1) — (3) и наличие эффективных методов интегрирования многомерных функций, расчет представляет собой трудоемкую задачу [3]. Она еще больше усложняется, если требуется провести анализ многих вариантов, например, при решении оптимизационных задач. В данной статье обосновывается способ упрощения процедуры вычислений путем сведения многомерных интегралов к одномерным — контурным; этим способом определялось среднее значение векторного потенциала в [4]. В дальнейшем этот подход был обобщен на анализ линейной плотности электродинамических усилий, действующих на проводники с током плоских и пространственных контуров [2, 5]. Как будет показано, выражение для расчета магнитного поля также может быть сведено к контурному интегралу при учете основной особенности контуров — малости поперечных размеров проводников по сравнению с характерными размерами самих контуров. Заметим, что простая замена реального изгибающегося проводника токовой нитью не применима для вычисления электродинамических усилий, магнитного поля и других электродинамических характеристик в непосредственной близости от проводника или внутри него, так как это приводит к неинтегрируемым особенностям в подынтегральных функциях.

Рассмотрим подробнее выражение (1) для расчета векторного потенциала \vec{A}_Q в точке Q , расположенной внутри проводника или в пределах малой окрестности снаружи (см. рисунок). Разобьем контур на два участка. В пределах малого участка L_1 , примыкающего к поперечному сечению, содержащему точку Q , любая линия тока представляет собой элемент спирали с радиусами кривизны R и кручения T [6]. Так как предполагается, что характерные размеры поперечного сечения D малы по сравнению с R и T , то в пределах L_1 шаг всех линий тока можно считать одинаковым, а центры кривизны расположенными на общей прямой. Этих предложений достаточно для определения уравнения любой линии тока, если задано уравнение оси Q_1 . Для остальной части контура (участок L_2) можно считать, что весь ток сосредоточен на осевой линии O_1 . Тогда при равномерном распределении плотности тока по сечению



запишем

$$\bar{A}_Q = \bar{J}_1 + \bar{J}_2 = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[\frac{1}{S} \int_{S_M} \int_{L_1} \frac{\bar{t}_M dL_M dS_M}{r_{QM}} + \int_{L_2} \frac{\bar{t}_M^0 dL_M^0}{r_{QM}^0} \right], \quad (4)$$

где \bar{t} — единичный вектор, параллельный вектору \bar{j} ; I — ток контура, индекс «0» соответствует точкам, лежащим на оси O_1 .

Интеграл \bar{J}_1 в (4) удобно вычислять в системе координат, связанной с контуром. В такой системе координат положение точки определяется координатами ξ, η , отсчитываемыми в направлениях главной нормали \bar{n}^0 и бинормали \bar{b}^0 к осевой линии O_1 . Третьей координатой является длина l осевой линии.

Не приводя промежуточных выкладок, отметим, что интеграл \bar{J}_1 удается вычислить аналитически, если пренебречь малыми членами порядка $d^2/R^2, d^2/T^2$, где d — характерный размер сечения D или расстояние ρ_{QP} от осевой линии O_1 до точки, в которой определяется векторный потенциал. Легко показать, что с указанной точностью будет справедлива следующая замена:

$$\bar{J}_1 = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[\int_{L_1} \frac{\bar{t}_M dL_M^0}{(r_{QM}^0 - \rho_{QP}^2 + U^2)^{1/2}} - \bar{K}_A \right], \quad (5)$$

где интегрирование ведется вдоль оси O_1 , проходящей через центры тяжести сечений.

Влияние формы поперечного сечения полностью определяется функциями U и \bar{K}_A , которые выражаются через соответствующие логарифмические потенциалы плоского поля:

$$\left. \begin{aligned} \Psi &= \ln \frac{D}{U} = \frac{1}{S} \int_{S_M} \ln \frac{D}{\rho_{QM}} dS_M; \\ \bar{K}_A &= \frac{D}{R^0} \Psi_\xi \bar{t}^0 + 2 \frac{D}{T^0} \Psi_\eta \bar{n}^0 - 2 \frac{D}{T^0} \Psi_\xi \bar{b}^0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\text{где } \Psi_\xi = \frac{1}{S} \int_{S_M} \frac{\xi_M}{D} \ln \frac{D}{\rho_{QM}} dS_M; \quad \Psi_\eta = \frac{1}{S} \int_{S_M} \frac{\eta_M}{D} \ln \frac{D}{\rho_{QM}} dS_M.$$

Предположим теперь, что контур имеет такую геометрию, при которой отдельные участки достаточно удалены друг от друга, и для минимального расстояния r_{\min} между ними выполняется условие $d^2/r_{\min}^2 \ll 1$. Иллюстрацией может служить контур в виде винтовой линии, расстояние между витками которой удовлетворяет указанному условию. В этом случае, используя (5), окончательно запишем выражение для расчета векторного потенциала:

$$\bar{A}_Q = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[\int_{L_1} \frac{\bar{t}_M dL_M^0}{(r_{QM}^0 - \rho_{QP}^2 + U^2)^{1/2}} - \bar{K}_A \right]. \quad (7)$$

В отличие от формулы (1) в выражении (6) интегрирование ведется лишь вдоль оси контура, проходящей через центры тяжести поперечных сечений. Функции U и \bar{K}_A учитывают форму сечений. При этом важным обстоятельством является то, что U и \bar{K}_A не зависят от точки интегрирования по контуру и могут рассчитываться отдельно для конкретного поперечного сечения.

Формула (6) является приближенной. Так как погрешность расчета определяется величиной отбрасываемых членов, то в качестве оценки относительной погрешности может быть выбрана большая из величин $d^2/R^2, d^2/T^2, d^2/r_{\min}^2$.

Расчет энергии магнитного поля тока, протекающего по проводнику, в линейной плотности электродинамических усилий также сводится к контурным интегралам. Не повторяя рассуждений, которые привели к формуле (7), запишем окончательные выражения:

$$W = \frac{\mu_0 I^2}{8\pi} \left[\int_{L_1} \int_{L_2} \frac{\bar{t}_P^0 \bar{t}_M^0 dL_P^0 dL_M^0}{(r_{PM}^0 + R_U^2)^{1/2}} - \int_{L_1} K_W dL^0 \right]; \quad (8)$$

$$\bar{F} = - \frac{\mu_0 I^2}{4\pi} \int_{L_1} \frac{\bar{t}_P^0 \times (\bar{t}_M^0 \times \bar{t}_{PM}^0) dL_M^0}{(r_{PM}^0 + R_U^2)^{3/2}}, \quad (9)$$

где R_U и K_W определяются средними значениями соответствующих логарифмических потенциалов:

$$\begin{aligned} \ln \frac{D}{R_U} &= \langle \Psi \rangle = \frac{1}{S^2} \int_{S_Q} \int_{S_M} \ln \frac{D}{\rho_{QM}} dS_M dS_Q; \\ K_W &= 2 \frac{D}{R^0} \langle \Psi_\xi \rangle. \end{aligned} \quad (10)$$

Из формулы (9) видно, что для сечений симметричных относительно центра тяжести $K_W = 0$ и в этом случае второе слагаемое в (7) пропадает. Необходимо также отметить, что точность расчета линейной плотности сил \bar{F} по формуле (8) для несимметричных сечений ниже, чем точность расчета векторного потенциала \bar{A} и энергии поля W [2]. Снижение точности является следствием того, что сила \bar{F} возникает из-за нескомпенсированности объемно распределенных усилий в изогнутом, образующем контур проводнике и определяется малыми членами. В прямолинейном бесконечно длинном токопроводе линейная плотность сил \bar{F} равна нулю.

Для достаточно простых форм поперечного сечения проводников функции $\Psi, \Psi_\xi, \Psi_\eta$ и их средние значения могут быть получены в виде аналитических выражений. Примеры расчета $\langle \Psi \rangle$ представлены в [5] для круга, эллипса, прямоугольника, кругового сектора и др. Здесь приведем соответствующие формулы для проводника круглого сечения радиусом a :

$$\begin{aligned} \Psi &= \begin{cases} \frac{1}{2} (1 - \rho^2/a^2) & ; \quad \Psi_\xi = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{\xi}{a} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\rho^2}{a^2}\right); \\ \ln \frac{a}{\rho} & ; \quad \frac{1}{4} \frac{a\xi}{\rho^2} \end{cases} \\ \frac{1}{2} \frac{\eta}{a} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\rho^2}{a^2}\right), \rho \leq a; \\ \frac{1}{4} \frac{a\eta}{\rho^2}, \rho \geq a \end{cases} \\ \Psi_\eta &= \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{\eta}{a} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\rho^2}{a^2}\right), \rho \leq a; \\ \frac{1}{4} \frac{a\eta}{\rho^2}, \rho \geq a \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\langle \Psi \rangle = \frac{1}{4}; \quad \langle \Psi_\xi \rangle = \langle \Psi_\eta \rangle = 0 \quad (D = a).$$

В качестве примера расчета магнитного поля, его энергии и линейной плотности электродинамических сил [формулы (7) — (9)] рассмотрим кольцо с током радиуса R постоянного сечения. В пределах рассматривае-

мой точности получим

$$A_t = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\left(1 + \frac{\xi}{2R}\right) \ln \frac{8R}{U} - 2 - \frac{3}{2} \frac{\xi}{R} + \frac{D}{2R} \Psi_{\xi} \right];$$

$$W = \frac{\mu_0 I^2 R}{2} \left[\ln \frac{8R}{R_U} - 2 - \frac{D}{R} \langle \Psi_{\xi} \rangle \right]; \quad (12)$$

$$F_n = - \frac{\mu_0 I^2}{4\pi R} \left(\ln \frac{8R}{R_U} - 1 \right).$$

Относительно выражений (12) необходимо сказать, что они могут быть получены непосредственно интегрированием по площади сечения известных выражений для кольцевой нити с током [7] и тем самым иллюстрируют правомерность описанного подхода к расчету контуров с током. В этом случае подтверждается также правильность приведенной выше оценки относительной погрешности расчета.

Применение формулы (9) позволило провести анализ взаимодействия винтовых проводников с током с использованием обобщенного параметра R_U [2] без конкретизации формы сечения. Там же, в частности, найдены условия, при которых система винтовых проводников находится в состоянии электродинами-

ческого равновесия, обеспечивающего существенное уменьшение механических напряжений в обмотках.

В заключение отметим, что применение описанного способа расчета для конкретных магнитных систем сложной конфигурации дало возможность значительно сократить объем вычислений, особенно при анализе электродинамических усилий и структуры магнитных полей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тамм И. Е. Основы теории электричества.— М.: Наука, 1976.
2. Васецкий Ю. М. Электродинамические силы, действующие на спиральные проводники с током.— Электричество, 1987, № 2.
3. Том Р., Тарр Дж. Магнитные системы МГД-генераторов и термоядерных установок. Основы расчета магнитных полей и сил.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
4. Тёзони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике.— М.: Энергия, 1975.
5. Васецкий Ю. М., Замидра А. И. Расчет электродинамических сил в плоских контурах с произвольным распределением тока.— Техническая электродинамика, 1986, № 1.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.— М.: Наука, 1968.
7. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред.— М.: Наука, 1982.

[12.04.89]

УДК [621.314.2:537.8].001.24

К расчету плоскопараллельных квазистационарных электромагнитных полей при резком поверхностном эффекте

САХНО Л. И.

Ленинград

Необходимость в расчетах плоскопараллельных квазистационарных электромагнитных полей возникает при проектировании различных электрофизических и электротехнических устройств. В таких расчетах при резком проявлении поверхностного эффекта на поверхности проводящих элементов обычно принимают приближенные граничные условия, связывающие касательные составляющие напряженностей электрического и магнитного полей [1]. Особенностью, существенно усложняющей использование таких условий для расчета плоскопараллельных квазистационарных электромагнитных полей, описываемых однокомпонентным векторным потенциалом A , является необходимость введения в них величин, равных средненитегральным значениям этой функции A_{cp} в объеме проводящей среды.

Для длинного массивного проводящего тела, не присоединенного к внешнему источнику, приближенное граничное условие на его поверхности имеет

вид [2]:

$$j\omega(A - A_{cp}) + \frac{z}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial n} = 0, \quad (1)$$

где ω — угловая частота поля; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м; $Z = (1 + j)\sqrt{\omega\mu/2\gamma}$ — при постоянном значении магнитной проницаемости μ тела (γ — удельная электрическая проводимость тела), $Z = (1 + j0,6)\sqrt{\omega\mu_e/\gamma}$ — при зависимости магнитной проницаемости от индукции B (μ_e — значение магнитной проницаемости на поверхности тела).

В статье для расчета электромагнитного поля при резком поверхностном эффекте используется метод сеток. Система конечно-разностных уравнений решается итерационным методом последовательной верхней релаксации, значения A_{cp} , необходимые для использования приближенного граничного условия (1), находятся на каждой итерации. Основой для расчета A_{cp} на n -й итерации являются следующие соотно-

шения, полученные из выражений, установленных для плоской электромагнитной волны:

при $\mu = \text{const}$

$$A_i^{(n)} = A_{ei}^{(n)} \exp[-kr(1+j)] + \{1 - \exp[-kr \times (1+j)]\} A_{cp}^{(n-1)}, \quad (2)$$

где r — координата, изменяющаяся в направлении внутренней нормали к поверхности тела в i -й точке контура поперечного сечения тела; $k = \sqrt{\omega\mu\gamma}/2$;

при $\mu = f(B)$

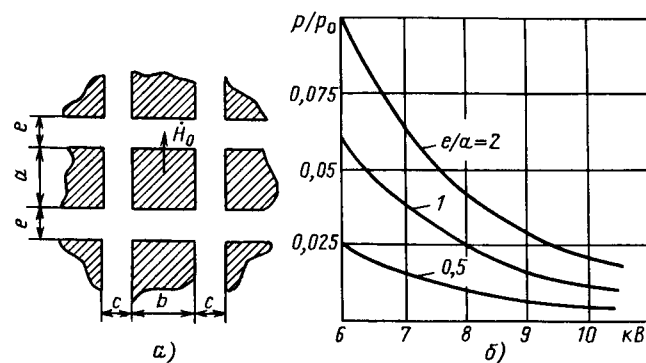
$$A_i^{(n)} = A_{ei}^{(n)} (1 - r/r_k)^{\alpha-1} + [1 - (1 - r/r_k)^{\alpha-1}] A_{cp}^{(n-1)}, \quad (3)$$

где α , r_k — параметры, зависящие от показателя параболы, аппроксимирующей кривую намагничивания.

При $r \gg \sqrt{2/\omega\mu\gamma}$, как следует из выражений (2), (3), $A_i^{(n)} = A_{cp}^{(n-1)} = \text{const}$.

Анализ сходимости итерационного процесса и точности расчета потерь, найденных по результатам расчета поля, проведен на модельных задачах. Получено, что погрешность расчета потерь в длинных массивных проводящих телах, имеющих прямоугольное поперечное сечение, связанная с применением приближенных граничных условий (1), не превышает 5 %, если параметр $kb > 6$ (b — минимальный размер поперечного сечения проводника). Итерационный процесс устойчиво сходится к решению, если коэффициент релаксации находится в соответствии с методикой [3]. При этом скорость сходимости процесса максимальна.

Методика использовалась для расчета потерь в обмотках реакторов и трансформаторов при повышенных частотах и в ферромагнитных конструктивных элементах мощного трансформатора промышленной частоты. В качестве примера на рисунке, а показана расчетная модель для определения добавочных потерь в обмотке из провода прямоугольного сечения, представляющая собой систему длинных прямых проводов, помещенных в заданное равномерное магнитное поле



Расчетная модель для определения добавочных потерь в обмотке (а) и зависимость коэффициента p/p_0 от параметра kb (б)

\dot{H}_0 [4]. На рисунке, б дана зависимость коэффициента p/p_0 (p — удельные потери в проводах; p_0 — удельные потери в проводах, рассчитанные без учета влияния вихревых токов на поле \dot{H}_0) от параметра kb , характеризующего степень проявления поверхностного эффекта, полученная с помощью разработанной методики расчета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.: Госэнергоиздат, 1948.
2. Демирчян К. С., Чечурин В. Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. — М.: Высшая школа, 1986.
3. Stoll R. L. Solution of linear steady — state eddy — current problems by complex successive overrelaxation. — Proc. IEEE, 1970, vol. 117.
4. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. — М.: Энергия, 1981.

[02.06.89]

ВНИМАНИЮ СТУДЕНТОВ ВУЗОВ!

В III квартале 1990 года выйдет книга:

НАКОПИТЕЛИ ЭНЕРГИИ: Учеб. пособие для вузов / Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин, Б. Л. Алиевский, П. В. Васюкевич. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — (в пер.): 1 р., 20 000 экз.

Приведено описание накопительных энергоустановок. С единых методических позиций рассмотрены рабочие процессы в основных типах накопителей энергии: механических, электродинамических, электрохимических, емкостных и индуктивных. Изложены вопросы согласования характеристик накопителей и потребителей энергии.

СОДЕРЖАНИЕ:

АУДИТОРИЯ: Для студентов вузов, специализирующихся по электроэнергетике, импульсной электротехнике, электромеханике, транспортному электрооборудованию, электрофизическим установкам.

Может быть полезна широкому кругу специалистов соответствующих специальностей.

ЕСЛИ ВЫ НЕ УСПЕЛИ ЗАКАЗАТЬ ЭТУ КНИГУ, ВЫ МОЖЕТЕ ЭТО СДЕЛАТЬ через опорный пункт Энергоатомиздата — кн. маг. № 8 «Техника» Москниги: 103031, Москва, ул. Петровка, 15. Тел. для справок: 924-36-24.

ЗАКАЗЫ ПРИНИМАЮТСЯ ДО 1 МАРТА 1990 ГОДА.

О разработке комплекса программ расчета токов короткого замыкания

(статья Быстрова В. П. и Кимельмана Л. Б. — «Электричество», 1988, № 8)

БЕЛЯКОВ Ю. С., инж.

В статье поднята актуальная, но очень редко обсуждаемая на страницах журналов тема развития и совершенствования комплекса программ, предназначенных для «расчета токов короткого замыкания» (хотя это название устарело, ибо по таким программам рассчитывается широкий спектр электрических величин, связанных с короткими замыканиями). Авторы правильно анализируют особенности и трудности создания программ расчетов токов к. з. и справедливо предостерегают от соблазна включения в программы новых и новых задач, что может привести, как считают авторы, к бесконечной модернизации программ.

Вместе с тем следует заметить, что в статье недостаточно освещены, если можно так выразиться, энергетические требования к таким программам. В этой связи, несмотря на упомянутые выше предупреждения авторов, хотелось бы сформулировать некоторые требования к программам будущего, основанные на опыте эксплуатации программ существующих.

Расчеты токов к. з. для релейной защиты можно разделить на три группы. Первая группа — расчеты для целей проектирования устройств релейной защиты, где главная цель — выбор принципов защиты и выбор аппаратуры. Вторая группа — эксплуатационные расчеты, в процессе которых должны быть выбраны параметры настройки устройств, максимально удовлетворяющие требованиям чувствительности и селективности. Наконец, третья группа — послеаварийные расчеты. Она характеризуется тем, что требует максимального приближения к тем режимам, состояниям энергосистемы и ее элементов, которые были перед и в момент к. з. Поэтому этот вид расчетов токов к. з. — наиболее всеобъемлющий по сложности, хотя, конечно, проведение его требуется относительно реже первых двух. И все же при формировании требований к программам следует ориентироваться именно на этот вид расчетов, ибо только изучение реальных к. з., сопоставление расчетов с действительными электрическими величинами позволяют понять недостатки существующих методов и программ и наметить пути их совершенствования. Ниже формулируются наиболее актуальные требования к программам расчетов токов к. з. недалекого будущего.

1. Ввод в программы комплексных коэффициентов трансформации (КТ). Хотя принципиальных трудностей в их вводе нет (в Карелэнерго опытная программа была создана еще в 1981 г. [1]), разработчики программ упорно задерживают их ввод. Что дают комплексные КТ? Прежде всего — правильный учет любых групп соединения трансформаторов, что принципиально необходимо, если поставить задачу расчета любых сложных повреждений со стороны звезды и треугольника трансформаторов одновременно. Кроме того, их ввод существенно упрощает и формализует расчеты чувствительности защит трансформаторов при к. з. на стороне звезды или треугольника [2], а также дистанционных защит [3] в этих же условиях. Вместо довольно сложных приемов фазные и линейные токи и напряжения вычисляются простым геометрическим суммированием симметричных составляющих, развернутых на углы $\pm 30^\circ$ для прямой последовательности и $\pm 30^\circ$ для обратной, где G — группа соединения обмоток трансформатора. Далее, комплексные КТ позволяют создавать и использовать схемы замещения для агрегатов автотрансформатор — регулировочный трансформатор с продольно-поперечным регулированием в привычных для релейщиков симметричных составляющих [4].

2. Учет предшествующего режима. То, что его необходимо учитывать в некоторых случаях, неоднократно показывалось в литературе, например в [5 и 6]. Более того, неполнофазные режимы, а также связанные с ними повреждения невозможно рассчитать, не базируясь на предаварийном режиме. Практически правильный учет предаварийного режима возможен только путем его предварительного расчета по соответствующей программе и ввода этих результатов расчета в программу расчета токов к. з. Принципиально возможны два пути. Первый путь заключается в вычислении комплексных э. д. с. всех генераторов и учитываемых двигателей на основе программы расчета предшествующего режима и вводе их в программу расчета токов к. з. Естественно, что ввод должен быть автоматическим, его трудоемкость делает перенос в другой варианте мало-реализуемым. При втором пути рассчитываются все комплексные узловых напряжения схемы, на этой основе — дополнительный режим, а затем опреде-

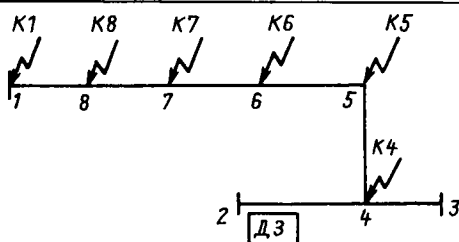


Рис. 1. Схема трехлучевой линии с указанием мест к. з. различной удаленности (ДЗ — место установки исследуемой дистанционной защиты)

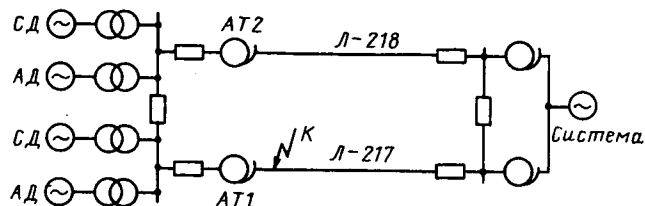


Рис. 2. Схема питания потребителя с большой сосредоточенной двигательной нагрузкой мощностью около 300 МВт

ляются реальные величины наложением нормального режима на дополнительный. Как и в первом случае, весь этот процесс должен выполняться автоматически. Каждый из этих методов имеет свои преимущества и недостатки, но важно главное — учет предаварийного режима должен быть.

Такая необходимость подтверждается на следующем примере. Для трехлучевой линии (рис. 1) были рассчитаны при трехфазных к. з. сопротивления на зажимах дистанционных реле в функции места к. з. и перетока по короткой линии. Результаты приведены в таблице. Легко заметить, что сопротивление, измеренное защитой в ветви 2—4, настолько существенно зависит от нагрузки, что пренебрегать этим влиянием нельзя. Анализ результатов расчета не открывает что-то принципиально новое, но доказывает, что для всего разнообразия схем и режимов энергосистем невозможно составить достаточно простые формулы, учитывающие предшествующий к. з. режим. Как уже упоминалось, решение задачи возможно только созданием комплекса программ «предшествующий режим — к. з.». Аналогичными расчетами можно показать существенное влияние предшествующего режима на поведение других защит.

3. Известно влияние качений генераторов на поведение защит через изменения токов к. з. [3]. Не меньшее влияние оказывают и двигатели при электро-механических переходных процессах, особенно в местах их сосредоточения. Другими словами, для правильного анализа поведения релейной защиты, действую-

щей с выдержкой времени, в некоторых случаях необходим учет электро-механических переходных процессов. Следующий пример поясняет сказанное. На одной из линий электропередачи напряжением 220 кВ (рис. 2) произошло трехфазное к. з., которое со стороны АТ1 не отключилось быстродействующей защитой. Через некоторое время произошло отключение АТ2 действием его резервной защиты. Осциллограммы показали, что со временем токи к. з. через АТ1 и АТ2 перераспределяются так, что ток через АТ2 растет, а через АТ1 — существенно падает. Изучение этого явления путем расчета электро-механического процесса и путем последовательного изменения э. д. с. двигательной нагрузки по величине и фазе позволило получить картину, близкую к реальной. Таким образом, уточненный анализ поведения релейных защит, действующих с выдержками времени, возможен, только если учитываются электро-механические переходные процессы. Опять в этом вопросе нет ничего принципиально нового, но суть в том, что практическая реализация этого возможна только путем создания другого комплекса программ — «токи к. з. — электро-механический процесс».

Авторы, справедливо предупреждая об опасности порождения программ нереализуемой сложности, одновременно указывают и путь решения проблемы объемности, заключающийся в разработке группы программ, взаимодействующих между собой через промежуточные файлы. При таком подходе в разрезе рассматриваемых задач можно наметить следующую архитектуру комплекса. Основная программа — расчет простых видов к. з., далее — программы расчета неполнофазных режимов и сложных повреждений. При необходимости к ним подключается программа потоко-распределения. Наконец, также при необходимости подключается программа расчета электро-механических процессов.

Следует отметить, что в целом совершенство любых программ и, в частности, программ расчета токов к. з. следует оценивать степенью соответствия электрических величин, полученных расчетом, электрическим величинам при реальных повреждениях в энергосистемах. С этой точки зрения представляется спорной оценка качества программ, сделанная авторами, по совпадению результатов как с другими программами, так и с расчетными моделями сети Мосэнерго. Оценка качества новых программ может быть проведена только при сравнении их с некоторой эталонной программой, а при ее отсутствии — на основе теоретических оценок или сравнением с реальными величинами, полученными из практики. Теоретические и практические соображения позволяют сказать, что реальную ценность имеют взаимные однозначные со-

Нагрузка в предшествующем режиме (активная — в МВт, реактивная — в Мвар)	Сопротивления на зажимах реле (в Ом и градусах) при к. з. в различных точках K_i					
	K4	K5	K6	K7	K8	K1
—42,9+ + j3,7	3,54 /90	19,3 /84	49,8 /85	108,5 /88	527 /114	212 /—112
—165,6— — j14,5	3,54 /90	19,0 /93	47,8 /100	95,0 /113	194 /156	147,8 /—143
—278,0— — j 29,2	3,54 /90	18,2 /101	43,0 /113	74,4 /131	109 /165	100,5 /—156
—361,1— — j 38,9	3,54 /90	16,9 /109	37,1 /124	57,3 /142	74,0 /169	72,8 /—163

ответствия (т. е., имея реальные величины при к. з. в энергосистеме, можно найти соответствующие величины в расчете, и наоборот). В теории моделирования [7] и математике [8] такое соответствие известно как изоморфизм. Возможно, в качестве характеристики программ также следует ввести это понятие и на его основе сравнивать программы разных разработок, но созданные для одних и тех же целей.

В заключение хотелось бы отметить один путь, существенно упрощающий труд при расчетах, повышающий производительность труда и ведущий к реальному способу создания единой информационной системы для всех электротехнических расчетов. Речь идет о представлении всех элементов системы многополигониками [9]. На наш взгляд, создание новых программ должно идти именно этим путем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беляков Ю. С., Гиппиев Н. Н., Осмошный В. И. Алгоритм расчета матрицы узловых сопротивлений с учетом комплексных коэффициентов трансформации.— В кн.: Проблемы развития энергетики Европейского Северо-Востока СССР.— Труды Коми филиала АН СССР, Сыктывкар, 1982.

2. Руководящие указания по релейной защите, вып. 13Б. Релейная защита понижающих трансформаторов и автотрансформаторов 110—500 кВ. Расчеты.— М.: Энергоатомиздат, 1985.

3. Руководящие указания по релейной защите, вып. 7. Дистанционная защита линий 35—330 кВ.— М.: Энергия, 1966.

4. Беляков Ю. С. Схемы замещения автотрансформаторов с регулировочными трансформаторами.— Электричество, 1988, № 5.

5. Кожин А. Н., Рубинчик В. А. Релейная защита линий с ответвлениями.— М.: Энергия, 1987.

6. Мац А. Д., Хенкина З. С. Методика расчетов избирательных дистанционных органов ОАПВ с помощью ЦВМ.— Проблемы технической электродинамики, 1970, вып. 25.

7. Веников В. А., Суханов О. А. Кибернетические модели электрических систем.— М.: Энергоиздат, 1982.

8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.— М.: Наука, 1968.

9. Заславская Т. Б., Ирлахман М. Я., Черняков В. Н. Алгоритм расчета электрических величин при повреждениях для автоматизированного расчета уставок релейной защиты.— Изв. вузов. Энергетика, 1983, № 1.

Ответ авторов

Следует целиком согласиться с откликом Белякова Ю. С., в котором рассматривается вопрос, поднятый в обсуждаемой статье. Действительно, термин «короткие замыкания» давно не соответствует действительности и употребляется только потому, что другого общепринятого термина, определяющего целую группу расчетов, пока нет. Что же касается самой программы, то в ней есть и расчет сложных повреждений и неполнофазных режимов, и учет различных соединений обмоток трансформаторов, и задание комплексных коэффициентов трансформации для учета продольно-поперечного регулирования.

Применительно к вопросам учета нагрузочного режима и электромеханических переходных процессов в программе заложен и отлажен механизм получения управляющей информации от других задач. При этом нагрузочный режим может задаваться как в виде э. д. с., так и в виде напряжения в узлах схемы (либо осмысленного сочетания того и другого).

Кроме того, структура сетевых данных построена так, что она может расширяться данными, необходимыми для решения других задач. Так как 20 лет назад информационная структура программ проектировалась в расчете на целую группу задач, включая потокораспределение и переходные процессы, это и определило ее достаточно тяжеловесную структуру сетевых данных. Но сложность разработки группы задач на общей информационной базе оказалась не в технике, а в социальной психологии. Дело в том, что, теоретически поддерживая такие предложения, заинтересованные организации очень активно противодействуют им на практике. Именно поэтому авторы приблизительно с 1975 г. прекратили всякие упоминания об этих свойствах программы, что позволило спасти ее от забвения. Сейчас об этих давних спорах можно было бы и не вспоминать, но тогда

и еще через 20 лет, видимо, будут писать статьи о необходимости учета нагрузочного режима при расчете токов к. з. и т. д.

Необходимо осознать существование этого феномена неприятия того, с чем на словах все согласны, и разобраться в его причинах. По мнению авторов, основные причины такого неприятия заключается в следующем:

1. Отдельные группы разработчиков, отдельные научные школы в силу узкого подхода рассматривают свою задачу как «охраняемую территорию».

2. Различные службы у потребителей (например, релейной защиты и режимов), которым нужно договориться о единой модели расчетной сети, т. е. сложить сложившуюся привычную практику, в силу этого же узкого подхода не стремятся к этому.

3. Психология рядовых потребителей не стимулирует их желание осваивать все более совершенные, а потому и более сложные виды расчетов.

Сказанное не есть упрек пользователям, а констатация того факта, что увлеченность работой, интерес к освоению нового есть свойство достаточно редкое и заслуживающее всяческого поощрения, и представляется недопустимым, когда отсутствие такого стремления драпируется в научную форму претензий к программе, необходимости ее доработки, усовершенствования и пр.

Предлагаемая в исходной статье структура группы программ — это попытка преодолеть естественный узкий подход участников, стремление построить общую разработку так, чтобы она для каждого участника представлялась индивидуальной.

В заключение авторам остается только поблагодарить Белякова Ю. С. за то, что он в своем отклике затронул «опасные» вопросы, что дало возможность вновь поднять их перед специалистами.

БЫСТРОВ В. П., КИМЕЛЬМАН Л. Б.

Академик Михаил Полиевктович Костенко

(К 100-летию со дня рождения)

28 декабря 1989 г. исполняется 100 лет со дня рождения выдающегося советского электротехника и электроэнергетика, академика Михаила Полиевктовича Костенко.

М. П. Костенко был создателем и руководителем крупнейшей в СССР школы электромашиностроителей, членом Президиума АН, уполномоченным Президиума АН по Ленинграду, депутатом Верховного Совета СССР V созыва, заслуженным деятелем науки и техники РСФСР. Ему было присвоено звание Героя Социалистического труда, присуждены Ленинская и дважды Государственная премии СССР, он был награжден четырьмя орденами Ленина, двумя орденами Трудового Красного Знамени и медалями. Им опубликовано более 200 научных трудов и изобретений, среди которых 7 крупных монографий и 25 патентов.

М. П. Костенко родился 28 декабря 1889 г. в селе Вейделевка Белгородской области в семье врача. Окончив Белгородскую гимназию в 1907 г., учился в Петербургском университете и в Петербургском электротехническом институте, где за участие в студенческом революционном движении в 1910 г. был арестован и сослан на 3 года. После возвращения из ссылки в Петербург поступил вольнослушателем в Политехнический институт, который успешно закончил в 1918 г. и был оставлен преподавателем на кафедре электрических машин.

В 1924 г. М. П. Костенко поступает на завод «Электросила» инженером по расчету специальных машин. С этого времени вся дальнейшая его деятельность неразрывно связана с развитием отечественного электромашиностроения. В 1925 г. он проводит исследования многофазного бесколлектор-



ного асинхронного двигателя при переменной частоте, а затем разрабатывает теорию «всеобщего трансформатора», на основе которой дает строгое научное изложение работе асинхронных машин.

С 1927 по 1930 г. М. П. Костенко принимает деятельное участие в разработке новой отечественной серии турбогенераторов. Был решен ряд серьезных проблем по методике расчета, выбору конструкции и разработке технологии производственных процессов. В 1930—1935 гг. он возглавляет бюро исследований завода «Электросила», которое становится центром научной деятельности завода. Здесь под руководством М. П. Костенко были начаты исследования серий электрических машин и проводился ряд теоретических и экспериментальных работ по изучению принципов построения серий.

С 1930 г. завод «Электросила» начал выпускать турбогенераторы большой для того времени мощ-

ности в 24 000 и 50 000 кВт, которые нельзя было испытать в заводских условиях. Под руководством М. П. Костенко была разработана методика исследования мощных синхронных машин на местах установки. Накопленный за три года исследований опытный материал положил начало созданию новой серии турбогенераторов с лучшим использованием материалов и более совершенной конструкцией.

В 1930 г. М. П. Костенко был утвержден профессором и заведующим кафедрой электрических машин Ленинградского политехнического института, которой он беспрерывно руководил, не прерывая работы в промышленности.

В 1935 г. по приказу правительства он был командирован на ХЭМЗ, где, работая шеф-электриком завода, широко развернул исследовательскую и научно-теоретическую работу по организации производства серий машин постоянного тока и асинхронных двигателей с различными системами вентиляции. Особое значение имели работы по устранению недостатков в коммутации серийных машин постоянного тока большой мощности.

В 1937 г. М. П. Костенко был утвержден в ученой степени доктора технических наук без защиты диссертации, по совокупности научных трудов, а в 1939 г. избран членом-корреспондентом АН СССР. Предвоенный период ознаменовался широким развертыванием научно-исследовательских работ на руководимой им кафедре электрических машин ЛПИ, которые нашли отражение в капитальном труде М. П. Костенко «Электрические машины. Специальная часть», отмеченном в 1950 г. Государственной премией.

Во время войны М. П. Костенко работал в Ташкенте заместителем директора Энергетического инсти-

тута Узбекского филиала АН СССР, начальником Энергетического сектора Уз ФАН и профессором кафедры электрических машин Среднеазиатского индустриального института. Одновременно с большой преподавательской, организационной и административной работой он развернул в большом масштабе научно-исследовательскую работу, отвечающую задачам того времени. Под его непосредственным руководством проводились испытания гидрогенераторов, установленных на гидростанциях Узбекистана, с целью выявления резерва мощности. О значении работы можно судить по тому, что для ряда генераторов оказалось возможным повысить мощность на 20—30 %.

К этому же времени относится начало работ М. П. Костенко в области электродинамического моделирования машин, электрических станций и энергосистем. Совместно с Л. Р. Нейманом он проводит исследования энергетических систем с мощными выпрямителями, позволившими создать методику анализа и расчета электромагнитных процессов в энергетических системах с выпрямительными установками. Этой работой был заложен фундамент для широких исследований, проведенных в последующие годы, по анализу систем передачи электрической энергии постоянным током высокого напряжения на дальние расстояния.

В послевоенный период М. П. Костенко одновременно с выполнением обязанностей заведующего кафедрой и декана электромеханического факультета, работает на «Электросиле» в должности консультанта, руководит работами ленинградской группы Энергетического института АН СССР по исследованию дальних ЛЭП постоянного тока высокого напряжения. В 1949 г. за разработку и внедрение в производство специальных машин М. П. Костенко была присуждена Государственная премия СССР.

Следует остановиться еще на одном комплексе проблем, которым Михаил Полиевктович уделял чрезвычайно большое внимание. Речь идет об электрификации транспорта. Еще в 30-х годах он участвовал в создании при АН СССР комиссии по электрификации транспорта СССР на новой перспективной системе тяги (50 Гц, 25 кВ). В конце 40-х годов в

ИЭМ АН СССР Михаилом Полиевктовичем была создана специальная лаборатория, в которой выполнялись теоретические и расчетные работы по тяговому электромашиностроению. М. П. Костенко выступил со статьей в «Правде», где доказывал необходимость развития системы переменного тока как обеспечивающей значительное увеличение объема перевозок, а потому необходимой для страны. Это выступление сыграло решающую роль: участок Транссибирской магистрали был электрифицирован на переменном токе 50 Гц, 25 кВ. В настоящее время вся железнодорожная транспортная сеть СССР выполняется на переменном токе.

Своеобразным взлетом в научной, научно-организационной и общественной деятельности Михаила Полиевктовича были 50-е и 60-е годы. В 1951 г. он назначается заведующим Ленинградским отделением Института автоматики и телемеханики АН СССР (позже ИЭМ АН СССР и ВНИИэлектромаш). В 1953 г. избирается действительным членом (академиком) АН СССР, а в 1957 г. — членом Президиума АН СССР и уполномоченным Президиума АН по Ленинграду. В 1958 г. ему совместно с проф. В. А. Вениковым присуждается Ленинская премия за разработку и создание электродинамических моделей энергосистем, в этом же году он избирается депутатом Верховного Совета СССР. В 1969 г. ему присваивается звание Героя Социалистического Труда.

В эти годы М. П. Костенко особое внимание уделял развитию нового метода исследования сложных электроэнергетических систем — их электродинамического моделирования, т. е. созданию сложных экспериментальных установок, объединяющих в себе методы физического, аналогового и математического моделирования, а также использование натурных образцов устройств управления, регулирования и защиты. Применение в них физических моделей, вращающихся электрических машин (гидро- и турбогенераторов, синхронных компенсаторов) позволяет воспроизводить динамические процессы как электрического, так и механического характера и исследовать электромагнитные и электро-механические процессы в электрических системах.

Самые первые научные исследования на моделях, проведенные в ИЭМ АН СССР под руководством М. П. Костенко, были посвящены автоматическому регулированию возбуждения мощных гидро- и турбогенераторов. Были сформулированы требования к АРВ сильного действия и дана оценка эффективности его применения в различных условиях.

Исследования на электродинамических моделях явились основой для разработки и внедрения в СССР впервые в мировой практике АРВ сильного действия.

С помощью электродинамической модели были подробно исследованы и проанализированы многие другие способы и средства повышения устойчивости электропередач и электрических систем: продольная емкостная компенсация ЛЭП; электрическое торможение синхронных генераторов; аварийное регулирование паровых турбин; специальное регулирование электропередач постоянного тока; использование синхронных компенсаторов; применение быстродействующих релейных защит и выключателей и некоторые другие.

Большой объем исследований на ЭДМ выполнен в области создания быстродействующих систем возбуждения турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов. Создание и внедрение таких систем открыло широкую дорогу применению АРВ сильного действия, способствовало значительному повышению статической и динамической устойчивости электрических систем и тем самым обеспечило большой экономический эффект. Нашей страной было занято ведущее положение в этой области техники. Проблемы разработки и внедрения бесщеточных систем возбуждения решались также с помощью электродинамической модели. Институтом совместно с НИИ ЛПЭО «Электросила» были созданы уникальная бесщеточная диодная система возбуждения турбогенератора мощностью 1200 МВт, а также первая в мировой практике бесщеточная тиристорная система возбуждения турбогенератора мощностью 300 МВт. Неоценимую роль играла ЭДМ и при разработке и наладке устройств бесконтактного контроля и измерений для бесщеточных систем возбуждения, а также бесконтактной системы

управления вращающимся тиристорным преобразователем.

Наконец, нужно указать еще одну область исследований, в которой электродинамическая модель имела решающее значение. На ней исследовались буквально все вопросы, связанные с созданием электропередач постоянного тока, но особенно большое значение ЭДМ имела и имеет при разработке аппаратуры автоматического регулирования и управления для электропередач постоянного тока.

Учитывая особую значимость исследований в области разработки и создания мощных турбо- и гидрогенераторов, по инициативе М. П. Костенко в институте был создан отдел гидро- и турбогенераторов, в котором получили развитие исследования по электро-

магнитным полям, тепловым и механическим процессам. В конце 60-х годов был впервые в мире выполнен проект турбогенератора 750 МВт, 3000 об/мин, считавшегося в то время проблематичным. Он был инициатором разработки единой серии турбогенераторов для всех наших заводов.

На протяжении всей своей научной и общественной деятельности Михаил Полиевктович обращая большое внимание на необходимость сочетания фундаментальных и прикладных исследований, с тем чтобы фундаментальные исследования получали практическую реализацию через прикладные. Он принимал самое активное участие в работе международных энергетических и электротехнических научно-технических органи-

заций, неоднократно выступал на сессиях СИГРЭ с докладами по принципиальным вопросам крупного электромашиностроения. Много лет был членом научно-исследовательского комитета по электрическим машинам, а с 1962 г. возглавлял рабочую группу по параметрам и аномальным режимам мощных синхронных машин.

Михаил Полиевктович наилучшим образом умел сочетать в себе принципиальность и требовательность с исключительной доброжелательностью.

В день 100-летия со дня рождения Михаила Полиевктовича его многочисленные ученики и последователи одну из своих главных задач видят в развитии того большого научного наследия, которое он оставил.

Роберт Андреевич Лютер

(К 100-летию со дня рождения)

Роберт Андреевич Лютер родился в Москве 5 ноября 1889 г. — в год испытаний М. О. Доливо-Добровольским первого трехфазного асинхронного двигателя, за 6 лет до изобретения А. С. Поповым первого радиоприемника и передатчика, а братьями Люмьер кинематографа, за 16 лет до первого полета самолета братьев Райт и за 20 с лишним лет до изобретения Б. Л. Розингом электронного телевидения. Все эти и многие другие достижения человеческого разума совершились на его глазах вплоть до наступления эры атомной технологии и кибернетики.

Р. А. Лютер не имел широкой известности в научных кругах: он не избирался в Академию наук СССР, не занимал ведущих административных постов, не заведовал кафедрами, не председательствовал в ученых советах и вообще не стремился к известности. Однако это был ученый — электротехник и инженер такого высокого класса, что равных ему у нас и за рубежом было совсем немного.

После окончания первого реального училища в Петербурге он с 1906 по 1911 г. учился в Электро-



техническом институте вместе с А. А. Смуровым. В качестве дипломных два молодых инженера разработывали под руководством Г. О. Графтио проекты электрификации различных участков Кавказской железной дороги: А. А. Смуров — Архотского, а Р. А. Лютер — Сурамского перевала. Защиты проек-

тов стали большим событием в учебной и научной жизни института. Проработав после окончания около года на заводе «Вольта» в Ревеле, Р. А. Лютер перешел затем в петроградское правление Русских электротехнических заводов Сименс—Шуккерт. Еще студентом он публикует учебное пособие «Расчет линий электропередачи на далекие расстояния», а с 1918 г. преподает в Электротехническом институте, где издает учебник по курсу распределительных устройств, и в инженерных классах Морской академии, где также пишет ряд пособий.

С 1923 г. Р. А. Лютер работает на заводе «Электросила», где возглавляет всю расчетно-теоретическую работу. В те годы никаких общепринятых руководств по расчету не было. Р. А. Лютер стал главным теоретиком крупнейшего в СССР завода, где работал главным конструктором по новым разработкам А. Е. Алексеева, а исследованиями занимались М. П. Костенко, Д. В. Ефремов и И. А. Одинг, возглавлял же технические службы А. С. Шварц. Этим специалистам принадлежат практически все принципиальные технические реше-

ния, принимавшиеся в те годы, когда на пустом месте создавалось советское электромашиностроение.

Природные способности, редкое трудолюбие и умение учиться самостоятельно помогли Р. А. Лютеру стать энциклопедически образованным специалистом. В 20-е годы он занимается не только электрическими машинами и аппаратами. Достаточно вспомнить, что первые в СССР руководящие указания по релейной защите оборудования электростанций были составлены Р. А. Лютером.

Еще в 1918 г. Роберт Андреевич начинает проектировать первые турбо- и гидрогенераторы, а в 1924 г. «Электросила» уже налаживает их серийный выпуск, сразу выдвинувшись в первые ряды электромашиностроительных фирм мира по уровню продукции. С расширением производственной базы Советский Союз становится независимым от импорта электрических машин, однако самостоятельное развитие требует постоянного пополнения знаний и на «Электросиле» впервые в 30-м году организуется общезаводской отдел исследований (ОБИС) — прообраз будущих промышленных научно-исследовательских институтов.

Роберт Андреевич Лютер все 53 года работы на заводе был одним из лидеров научно-технического прогресса в электромашиностроении, специалистом, к мнению которого прислушивались на любом заводе страны, в НИИ, на кафедрах вузов. Он лично рассчитывал или консультировал расчеты всех новых уникальных машин и серий, активнейшим образом участвовал в принципиальном выборе основных направлений развития конструкции и технологии. Так было в 20-х годах, когда решалось, делать ли турбогенераторы даже относительно малых мощностей со сборными роторами (по системе АЕС) или с массивными. Так было в 30-х годах, когда совместно с изготовителями турбин решался вопрос о номинальной частоте вращения: 3000 об/мин или 1500 об/мин. Так было в 40-х годах, когда разрабатывалась новая серия машин постоянного тока для металлургии, за которую группа работников «Электросила» во главе с Р. А. Лютером и В. Т. Косьяновым была удостоена Государственной премии, и в 50-х годах, когда,

разрабатывались новые системы охлаждения турбогенераторов и гидрогенераторов, позволившие настолько поднять максимальную единичную мощность, что мощность агрегата стала ограничиваться турбиной.

Эти решения, опередившие американские, позволили спроектировать и освоить в производстве серию турбогенераторов ТВВ мощностью от 150 до 1200 МВт (в 1953 г. наивысшая мощность была 150 МВт). Генераторами этой серии укомплектовано более 60 % (по мощности) всех электростанций СССР; поставляются они и за рубежом. Ни одна серия гидрогенераторов не выпускалась на «Электросиле» без участия Р. А. Лютера, начиная с волховского мощностью 7000 кВт и кончая Красноярским мощностью 500 000 кВт. За машины для Братской ГЭС Р. А. Лютеру, П. М. Ипатову, Н. П. Иванову, М. Я. Каплану, С. А. Прутковскому и др. была присуждена Государственная премия. Велики его заслуги и в развитии систем возбуждения генераторов с управляемыми выпрямителями, особенно с использованием высокочастотных возбuditелей. Работая на «Электросиле», Роберт Андреевич щедро делился своими знаниями и опытом с работниками других заводов электропромышленности, поэтому многие разработки созданы с его участием.

Р. А. Лютер был одним из создателей теории электрических машин и научно обоснованных методов их расчета. До революции собственной теоретической школой в этой области страна не располагала. После ряда зарубежных научных командировок Р. А. Лютер полностью пересматривает методы расчета параметров и характеристик электрических машин, их установившихся и переходных процессов. В 1939 г. выходит его книга «Теория переходных режимов синхронной машины (с применением операторного анализа)», явившаяся одной из первых в мире попыток систематического изложения теории переходных процессов. Он создает руководство по теории синхронной машины для заводских инженеров. Но главным итогом его теоретической работы за предвоенное десятилетие стали методики расчета всех видов электрических машин, законченные в годы войны в Баранче, где Лютер работал на

заводе. Баранчинские методики стали впоследствии нормами по расчету для всех заводов отрасли, оставаясь многие годы наиболее подробными и точными. Эта громадная работа была выполнена силами нескольких работников «Электросилы» и «Электрика», эвакуированных в Баранчу, под общим руководством Р. А. Лютера и В. А. Толвинского, при участии чехословацкого профессора Б. Геллера, эмигрировавшего в те годы в СССР.

Впоследствии вместе с В. А. Толвинским Р. А. Лютер многие годы был редактором сборника «Электросила», в котором печатались статьи о новейших достижениях советского электромашиностроения, аппаратостроения, технологии электромашиностроительного производства, теории, методов расчета и исследования. Этот сборник, выходящий примерно раз в год, пользовался заслуженной популярностью.

Роберт Андреевич опубликовал сравнительно немного научных трудов, однако каждый из них решал важнейший вопрос теории или расчета, причем на таком уровне, что почти сразу же становился содержанием учебников или предметов дальнейшего развития учениками Р. А. Лютера. Его учениками (формально он никогда не руководил аспирантами или докторантами) считали себя многие крупные специалисты. Они учились у Роберта Андреевича умению решать сложные теоретические и инженерные задачи, получали его консультацию и поддержку в важных научных начинаниях. Высочайший профессионализм и громадная научная эрудиция наряду с нестереотипным мышлением создавали вокруг Р. А. Лютера своего рода интеллектуальную атмосферу, в которой подлинно одаренным людям было легче дышать и работать. Личный авторитет Роберта Андреевича помогал научным успехам, сам, в свою очередь, базируясь на обаянии личности.

Лютер был одаренным музыкантом, прекрасно знал русскую и немецкую литературу, владел кроме русского и немецкого английским и французским языками, имел почти абсолютную память. Беседа с ним по любому вопросу доставляла наслаждение. Его доброжелательность и внимание к окружающим были не только результатом природных черт характера, но и след-

ствием самовоспитания, способствовали успеху общего дела. В обращении он был одинаково любезен с академиком и с уборщицей, считал, что собеседник знает предмет на его уровне и это часто затрудняло понимание консультаций Роберта Андреевича. Лютер был бессеребренником: свои Госу-

дарственные премии он жертвовал на благотворительные цели, а большую часть заработка раздавал нуждающимся работникам завода, дальним родственникам, просто соседям. Он отказывался от гонораров за статьи и считал их публикацию общественной работой. Это было абсолютно естественно и

вытекало из его мировоззрения. Величайшая личная скромность, высочайший профессионализм, редкий талант в соединении с глубоким чувством ответственности и вниманием к людям вызывали неизменное уважение и восхищение всех, кто работал или общался с Робертом Андреевичем Лютером.

Василий Владимирович Афанасьев

На 78-м году жизни скоропостижно скончался член КПСС, лауреат Ленинской премии, персональный пенсионер, участник Великой отечественной войны, профессор Василий Владимирович Афанасьев.

Ушел из жизни крупный ученый, инженер и педагог, один из ведущих специалистов электроаппаратостроения.

Василий Владимирович родился 30 января 1912 г. в Ленинграде. В 1930 г. он начал свою инженерную деятельность на Ленинградском заводе «Электроаппарат», где прошел весь путь развития отечественного высоковольтного аппаратостроения. До последних дней своей жизни он принимал самое непосредственное участие в разработках новых конструкций высоковольтных аппаратов до 750 кВ для всех крупнейших энергетических объектов нашей страны и ряда зарубежных стран.

Незаурядные организаторские способности В. В. Афанасьева проявились с наибольшей полнотой в период его работы главным инженером и начальником управления электротехнической промышленности Ленинградского совнархоза и заведующим кафедрой электрических аппаратов Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина.

Обладая широким кругозором и высокой эрудицией, В. В. Афанасьев в этот период вложил много сил и энергии в развитие производственной, экспериментальной и исследовательской баз отрасли на Северо-Западе страны.



Под его руководством и при его содействии были созданы электротехнические предприятия в городах Великие Луки и Псков, реконструированы и расширены действующие предприятия («Электросила», «Электроаппарат», «Пролетарий», «Источник», «Электрик» и др.), лаборатории кафедры электрических аппаратов ЛПИ им. М. И. Калинина.

В. В. Афанасьев является автором 15 монографий, более 20 статей и авторских свидетельств, в которых он обобщил свой богатый опыт в области электроаппаратостроения.

В. В. Афанасьев был инициа-

ром и одним из организаторов всесоюзных совещаний по высоковольтному аппаратостроению. На протяжении более 20 лет он был председателем секции высоковольтного аппаратостроения Технико-экономического совета Минэлектротехпрома, в последнее время — председателем секции электроаппаратостроения Центрального правления ВНТОЭ. На протяжении многих лет В. В. Афанасьев являлся членом редакционного совета Ленинградского отделения «Энергоатомиздата», а также членом редколлегий ряда научно-технических журналов, в том числе «Электричества».

Василий Владимирович отличался исключительной скромностью, обязательностью и трудолюбием. Он работал над своими книгами по высоковольтным аппаратам до последнего дня жизни и оставил специалистам в области электрических аппаратов богатое научное наследие.

За ратные и трудовые подвиги В. В. Афанасьев был награжден орденами Ленина и «Отечественной войны», двумя орденами «Красная Звезда» и многими медалями. В 1962 г. ему была присуждена Ленинская премия за создание комплекса высоковольтного оборудования для линий электропередач 500 кВ переменного тока.

Светлая память о В. В. Афанасьеве, замечательном конструкторе, ученом, педагоге и прекрасном человеке, навсегда останется в сердцах тех, кому посчастливилось учиться у него и работать вместе с ним.

Центральное правление ВНТОЭ им. Г. М. Кржижановского,
ЛенПО «Электроаппарат», ЛПИ им. М. И. Калинина,
редколлегия журнала «Электричество»

Подготовка рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно проставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье;

б) метод решения задачи и принятые допущения;

в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;

г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

д) выводы и рекомендации;

е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;

ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 12 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуются подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индексов следует указывать, какие

из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности в тексте, при этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания.

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии авторов их должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишней информации, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответствовать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть напечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1, а, рис. 1, б и т. п.) редакция ж. «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

9. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения).

Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1989 г.

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Теоретическая электротехника		
Беркович Е. И. — К определению понятия мощности в нелинейных цепях	1	61
Мороз Р. Р. — Влияние затухающего переменного электромагнитного поля на магнитное состояние ферромагнитных тел	1	65
Кадников С. Н., Полумисков М. А. — Сравнительный численный анализ эффективности интегральных уравнений первого рода и сингулярных интегральных уравнений при решении электростатических задач для тонких оболочек	1	66
Батыгин Ю. В., Сапелкин С. А. — Электрическое поле между плоскими параллельными проводниками, разделенными разнородными диэлектриками	2	51
Передельский Г. И. — О свойстве многоэлементных электрических цепей	2	73
Денисенко В. В. — Искажение магнитного поля вблизи оси, обусловленное малыми возмущениями геометрии соленоида	2	82
Лашманов В. И., Монтик П. Н. — Уравнения вольт-амперной характеристики конденсатора с продуваемыми сетками	2	85
Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я., Цейтлин Л. А. — О синтезе магнитных полей в слоистых средах	2	88
Амромин Э. А., Капорская Г. Н., Новгородцев А. Б., Шишигин С. Л., Шнеерсон Г. А. — Задачи расчета электромагнитных полей в областях со свободной границей	3	40
Савин Н. В. — Расчет сил в двумерном магнитном поле с помощью четырехугольных конечных элементов	3	46
Богданов С. Р., Котельникова О. Ю. — Оптимальные конфигурации контуров в задачах расчета коэффициентов индукции	3	74
Зезюлькин Г. Г. — Анализ электрических цепей с кусочно-полиномиальными периодическими выходными воздействиями	4	38
Власов С. П. — Потери мощности в активном многополюснике, обусловленные токами ветвей его нагрузок	4	43
Жуйков В. Я., Стжелецкий Р. — Моментно-спектральные методы и их применение в теории цепей	4	48
Ковалев В. С. — Работа пространственного заряда и внешние токи в системе проводящих электродов	4	75
Голубков Н. Е. — Особенности индуктивно связанных цепей со стальными сердечниками	4	78
Демиденко С. К., Замидра А. И. — Эквивалентирование магнитных мультиполей системами кольцевых токов	5	85
Шакиров М. А. — Расчет электромагнитных полей по частям	6	15

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Мучник Г. Ф., Доманин М. Г., Астахов А. Ю. — Закономерности перехода вынужденных колебаний в нелинейном RLC-контуре в стохастический режим	6	22
Мелешкин В. Н. — Восстановление электрической схемы резистивной цепи по ее входным и взаимным проводимостям	6	28
Зиновьев Г. С. — Прямой метод расчета мощностей в цепях с вентильными преобразователями	6	70
Золотарев Н. А. — Математическое моделирование магнитного гистерезиса	6	75
Карасев Д. Д. — Тензорный анализ сетей Крона из двухполюсников	7	38
Баранова В. К., Казанцев В. П., Куллин Е. И. — Метод вариационных неравенств в задачах о емкости конденсаторов и уединенных проводников	7	47
Красноштанов А. С., Собчаков Л. А., Файнштейн Р. А. — Взаимное сопротивление линий над проводящим однородным полупространством в квазистационарной постановке задачи	7	76
Коноплева Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. — К теории топологических генераторов	7	90
Гаврилов Л. П. — Анализ нелинейных схем при представлении временных зависимостей рядами по системе функций Чебышева	8	56
Фролов С. И. — Определение объемных и поверхностных плотностей электромагнитных сил в нелинейных анизотропных магнитных системах	8	62
Яхинсон Б. И. — Родственные четырехполюсники	8	87
Жуховицкий Б. Я. — Матрицы родственных четырехполюсников	8	88
Иосифьян А. Г. — Эволюция физических основ электротехники и электродинамики	9	16
Косарев Б. И., Щуров А. И., Фролов А. В., Силкин В. Н. — Активные и обменные характеристики электрических цепей при несинусоидальных токах и напряжениях	9	43
Филаретов В. В. — Унисторно-сигнальный граф электронной схемы и его анализ	9	48
Герасимович А. Н. — Электромагнитное поле в экранированной ферромагнитной пластине, расположенной в поле переменных токов	9	55
Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. — Кинетика старения и прогнозирование термического ресурса металлобумажных конденсаторов	10	48
Калугин Е. И. — Метод оптимальной линеаризации для расчета установившихся режимов нелинейной электрической цепи	10	53

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Алексеев Б. В., Новиков В. Н., Устюгов С. А.— К теории нестационарного обтекания плазмой заряженного цилиндра	10	80
Бирюк Н. Д., Елифанцев Ю. Ф.— Энергетические свойства линейных периодических реактивных сопротивлений	11	46
Ковбасенко Ю. П., Кондратенко И. П., Рашепкин А. П.— Исследование электромагнитных процессов в сплошных проводящих средах с нелинейными параметрами	11	69
Крохин В. В.— Моделирование процессов динамического перемагничивания магнитомягких материалов с учетом влияния вихревых токов	11	71
Фрадкин Б. М., Гордюхина Н. М., Анисимов А. С.— Взаимное влияние экранированных кабелей со скрученными жилами	11	75
Фридман Б. Э. Переходные процессы при программируемом разряде емкостного накопителя энергии	12	36
Ланген А. М., Семенко Л. П., Семенко Е. В. Магнитное поле проводящего цилиндра конечной длины при поперечном возбуждении	12	41
Караев Р. И., Силкин В. Н. Активная и неактивная мощности электрических систем	12	56
Васецкий Ю. М., Ковбасенко Ю. П. Численно-аналитический метод расчета магнитных систем с токопроводами произвольной конфигурации	12	72
Сахно Л. И. К расчету плоскопараллельных квазистационарных электромагнитных полей при резком поверхностном эффекте	12	74

Электротехнические материалы

Соловьев Ю. А., Маслов В. В., Сорокин С. Б., Трофимов В. К.— Электрическая прочность облученных электронами слоистых пластиков	1	70
Харитонов Е. В.— Некоторые особенности электрофизических свойств макронеоднородных (гетерогенных) изоляционных материалов	1	72
Месенжник Я. З., Гимельбрант А. Я., Прут Л. Я.— Температурный эквивалент имитационных испытаний электрической изоляции погружных электросистем	3	77
Месенжник Я. З., Осягин А. А.— Системные исследования муфт силовых кабельных линий для нефтенасосов	5	53
Важов В. Ф., Искандарова С. В.— Определение критерия отбраковки полимерной изоляции	5	68
Глейзер С. Е., Шувалов М. Ю.— Принципы планирования ресурсных испытаний изоляции кабелей высокого напряжения	6	66
Батыгин Ю. В.— Механические усилия в твердых диэлектриках при воздействии быстроизменяющихся магнитных полей	8	84

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Электроэнергетика		
Вершинин Ю. Н., Меерович В. М., Намумкин И. Е., Новиков Н. Л., Соколовский В. Л.— Сравнительный анализ нелинейных реакторов с экранами из низкотемпературных и высокотемпературных (~ 90 K) сверхпроводников	1	1
Обабков В. К.— Совершенствование фазового способа автоматического поддержания условий компенсации емкостных токов в кабельных сетях 6—35 кВ	1	18
Жуков С. Ф., Кравченко В. Н.— Диагностирование устройств релейной защиты и автоматики по логико-временным параметрам	1	50
Фролов К. В., Дьяков А. Ф., Венда В. Ф.— Эргономические и психологические факторы безопасности и эффективности энергетических объектов	2	1
Левинштейн М. Л., Калужный А. А.— Использование статических компенсаторов для гашения дуги подпитки в паузе ОАПВ линий сверхвысокого напряжения	2	7
Фишман М. М.— Оценки и формулы для определения крутизны частотных характеристик энергосистемы по данным телеизмерений	2	14
Лещинская Т. Б.— Улучшение технико-экономических показателей систем электрообеспечения сельских районов	2	22
Платонов В. В., Дьячков С. Н.— Влияние нагруженных линий на поиск повреждений кабелей индукционным методом	2	56
Львов Ю. Н., Левин Л. С., Ступель А. И.— Учет автотрансформаторов при расчете переходных токов короткого замыкания волновым методом	2	60
Дубенский Г. А., Белова Е. Л., Резников С. Б., Смирнов С. В., Сыроежкин Е. В.— Диагностика неисправностей в автономной системе электроснабжения квазипостоянного тока	2	66
Пархаданов М. М.— Учет недетерминированного характера исходной информации при выборе мощности компенсирующих устройств	2	69
Гусейнов А. М.— Расчет в фазных координатах несимметричных установившихся режимов в сложных системах	3	1
Бунин А. Г., Желонин В. А.— Расчет импульсных напряжений в обмотках трансформаторов с учетом нелинейных элементов защиты	3	8
Ляшенко И. Н., Мельник В. А., Фещенко П. П.— К расчету нормативов потребности в трансформаторах для сельских подстанций 6—20/0,38 кВ	3	52
Багинский Л. В., Пшенко В. П.— Быстродействующая защита мощных трансформаторов (автотрансформаторов)	4	14

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Глушко В. И. — Расчет импульсных помех во вторичных цепях подстанций высокого напряжения	4	23
Антонов Б. М., Лабунцов В. А., Султанов А. Т. — Анализ переходных режимов сумматора тока МГД-генератора	4	32
Мирошников И. Ю., Цгоев Р. С. — Устойчивость АС ЭМПЧ при нарушении электрической связи одной из его машин с мощной энергосистемой	4	54
Белоусов И. В., Соколов С. Г. — Индуктивный накопитель энергии в схеме источника реактивной мощности	4	58
Поспелова Т. Г. — Оценка электробезопасности на основе теории нечетких множеств	4	62
Каспаров Э. А., Хачатуров А. А., Шакарян Ю. Г. — Моделирование частотного пуска синхронного компенсатора КСП-320-2	5	1
Кузнецов В. Г., Берман А. П., Фраткин А. И. — Энергосберегающее управление несимметричными режимами сети энергосистем	5	11
Игуменцев В. А., Саламатов И. А., Коваленко Ю. П. — Расчет токов короткого замыкания в промышленных электрических сетях методом последовательного эквивалентирования	5	16
Вагин Г. Я., Крахмалин И. Г., Солнцев Е. Б. — Определение статистических характеристик реализаций случайных процессов изменения параметров электрической энергии	5	58
Лесин Н. М., Савин С. Н. — Оценка помехозащищенности цифровых устройств релейной защиты и автоматики, выполненных на базе микроЭВМ	5	61
Кутин В. М. — Усовершенствованное устройство защитного отключения для сетей постоянного тока до 1000 В	5	64
Бородин И. Ф. — Применение сверхвысокой частоты в сельском хозяйстве	6	1
Ильиничнин В. В., Карташев И. И., Миролюбов В. А. — Современное состояние и перспективы развития электропередач переменного тока напряжения 1000 кВ и выше за рубежом	6	9
Шнеерсон Э. М., Федоров Э. К. — Дистанционный принцип защиты синхронных генераторов от асинхронных режимов	6	58
Мустафаев Р. И., Курдюков Ю. М., Листенгартен Б. А. — Анализ систем регулирования выходной мощности ветроэлектрических установок	7	1
Гнуни Т. С., Погосян Т. А. — Выбор уставок по напряжению устройств адаптивного ОАПВ линий электропередачи сверхвысокого напряжения	7	6
Железко Ю. С., Кордюков Е. И. — Высшие гармоники и напряжения обратной по-		

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
следовательности в энергосистемах Сибири и Урала	7	62
МИРЭК: основные задачи и перспективы	8	1
Ершевич В. В., Макаров А. А. — Главные направления развития электроэнергетики	8	3
Беляков Н. Н., Дьяков А. Ф., Ильиничнин В. В., Никитин О. А., Рашкес В. С., Хорошев М. И. — Испытания в цикле ОАПВ на ЛЭП 1150 кВ Экибастуз — Кокчетав с шунтирующими реакторами	8	13
Будзко И. А., Левин М. С., Лещинская Т. Б., Славин А. Р. — Имитационная модель системы электроснабжения сельского района	8	20
Карымов Р. Р., Строев В. А., Худяков В. В., Штробель В. А. — Расчет установленных режимов электроэнергетических систем, содержащих электропередачи и вставки постоянного тока	8	30
Богданов В. А. — Идентификация эквивалентных энергетических характеристик тепловых электростанций	8	67
Литвинов Е. Г., Ройтельман И. Г. — Квазистационарный режим переходного процесса в энергосистеме	8	71
Радионон Н. И., Поляшов Л. И., Бирюляев Ю. А., Иванов А. М. — О передаче электрической энергии из молекулярного накопителя в индуктивный	8	76
Герасименко А. А., Липес А. В. — Оптимизация режимов электрических систем на основе метода приведенного градиента	9	1
Карташев И. И., Ильиничнин В. В. — Применение статических компенсаторов в электрических системах	9	8
Илиев С. — Координация параметров АРВ в электроэнергетических системах	9	21
Трофимов Г. Г., Кац А. М. — Параметры нулевой последовательности силовых кабелей 6—10 кВ на повышенных частотах	9	74
Рахманов Р. Н., Житомирский Е. А. — Применение методов идентификации для оперативного определения электрических режимов в энергообъединении	10	1
Брежнев А. М., Михайлов В. В. — Расчет поля в магнитоэлектрических магнитопроводах преобразователей тока устройств релейной защиты	10	82
Бургсдорф В. В., Никитина Л. Г. — Определение допустимых токов нагрузки воздушных линий электропередачи по нагреву их проводов	11	1
Шабанов В. А. — Анализ поведения многофазных измерительных органов дистанционного типа	11	22
Денисов А. И. — Общий метод расчета субгармонической устойчивости вторичных источников электропитания	11	29

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Ланда М. Л., Погорелый Л. Г.— Определение параметров схем замещения ВЛ при расчете несимметрии в сетях СВН	11	51
Берлин Н. С., Пономарев А. М., Торбан М. Н. Асинхронные телеинформационные системы для распределительных электрических сетей	12	1
Спиридонов Н. Н., Азаров В. С. Метод расчета узловых напряжений и токов при трехфазном коротком замыкании в схемах произвольной конфигурации	12	9
Быков Ю. М., Бодрягина Н. В., Жемчугов Г. А. Моделирование автономного синхронного генератора как объекта регулирования	12	13
Андреев В. А., Дубов А. Л., Шишкин В. Ф. Влияние заземляющих устройств нулевого провода на токи нулевой последовательности в воздушных сетях напряжением 0,38 кВ	12	54
Техника высоких напряжений		
Коптев А. С., Мирзабекян Г. З.— Разрядные явления в междуполосном пространстве электрофильтра	1	25
Рыбальченко Ю. Я.— Анализ условий безопасности при индуктированных перенапряжениях на ВЛ 0,38 кВ	1	56
Коптев А. С., Мирзабекян Г. З., Яновский Л. П.— Влияние фазировки знакопеременного питания на эффективность работы электрофильтра	3	15
Ларионов В. П., Тарасова Т. Н.— Выбор экранов электрооборудования наружной установки при повышенных частотах	3	59
Александров Г. Н., Герасимов Ю. А.— Исследования электрической прочности изолирующей подвески воздушных линий высших классов напряжения	4	1
Корявин А. Р.— Влияние принудительного распределения напряжения на разрядные характеристики опорных изоляционных конструкций	4	8
Мирзабекян Г. З., Тенишвили З. Т.— Влияние формы питающего напряжения на электрические силы, действующие на осажденный слой в электрофильтре	9	26
Анненков В. З.— Расчет импульсных характеристик стержневого заземлителя с учетом нелинейности грунта	11	9
Александров Г. Н., Шевченко С. Ю., Лысков Ю. И.— Грозоупорность бестросовых линий	11	16
Электрические машины		
Ким К. И., Ким К. К.— Уравнения синхронной машины с электродинамическим подвешиванием ротора	1	29
Тазов Г. В., Хрущев В. В.— Математическая модель асимметричной асинхронной машины	1	41

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Чабан В. И.— К расчету статической устойчивости установившихся режимов электрических машин	1	59
Мамедов Ф. А., Маруев С. А.— Электродвижущая сила оборванной фазы статора асинхронного двигателя	2	79
Цыбулевский Ф. И.— Ряды Фурье для магнитодвижущих сил симметричных многофазных обмоток вращающихся электрических машин	3	35
Крылов О. А.— Математическая модель синхронной машины с двумя трехфазными обмотками, сдвинутыми в пространстве	3	63
Грюнер А. И.— Интегральные характеристики асинхронного двигателя с глубокопазым короткозамкнутым ротором	3	69
Чабан В. И.— Вычисление параметрической чувствительности асинхронных двигателей	4	73
Лупкин В. М.— Двухфазный режим синхронной машины	5	48
Вакуленко К. Н.— Оптимизация режимов асинхронных машин с помощью U-образных характеристик	5	78
Викторов О. А., Ефимов И. Г., Соловьев А. В.— Расчет статических тяговых характеристик длинноходовых линейных электромагнитных двигателей	5	81
Трещев И. И., Копылов А. И., Прохоров В. А.— Исследование синхронных машин по данным типовых режимов	6	46
Ерофеев А. А., Смирнов А. Б., Уланов В. Н.— Анализ качества процессов в волновых пьезодвигателях	6	52
Лупкин В. М.— Об одном решении уравнений несимметричных режимов синхронной машины	6	63
Попов В. И.— Оптимизация параметров совмещенной обмотки якоря для синхронных машин с системой возбуждения от третьей гармонической поля	7	22
Лубсанов А. А.— Расчет теплообмена в электродвигателях постоянного тока с жидкостным заполнением	7	70
Клоков Б. К., Цуканов В. И., Ковган Д. И.— Расчет электромагнитного тягового усилия в линейном шаговом двигателе возвратно-поступательного движения	9	31
Надточий В. М., Цветков В. А.— Силы и вибрации в гидрогенераторах при их работе в несимметричных режимах	9	77
Читечян В. И., Сафарян А. А., Галустян К. М., Парунакян С. А.— Законы управления автономного асинхронизированного генератора со статической системой возбуждения	9	80
Афанасьев А. А.— Математическая модель вентильного двигателя с электромагнитным возбуждением	10	22
Милых В. И., Третьев Р. И.— Исследование магнитного поля в мощном элект-		

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
родвигателе с обмоткой якоря, вынесенной в зазор	10	28
Низимов В. Б., Колычев С. В. — Повышение асинхронного момента синхронного двигателя изменением структуры пускозащитной цепи	10	67
Загорский А. Е., Захарова З. А., Джкна-ворян Э. Г. — Влияние технологических и эксплуатационных факторов на динамические показатели автономных синхронных генераторов	10	71
Мощинский Ю. А., Соколова Е. М., Сорокин Л. К. — Расчет тормозного усилия линейного двигателя с постоянными магнитами	10	74
Орлов А. В., Егоров, А. А., Саблин О. Г. — Об определении перегрузочной способности асинхронизированных синхронных машин	10	78
Бобков Ю. А. — Исследование эффективности транспозиции проводников лобовых частей стержня в два потока на 360°	11	35
Сонин Ю. П., Юшков С. А., Прусаков Ю. И. — Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель	11	41
Дегтев В. Г. — Принципы структурного проектирования двухкоординатных обмоток	11	59
Смирнов А. Ю. Расчет электрических машин с магнитоэлектрическим индуктором методом проводимостей зубцовых контуров	12	18
Хрущев В. В., Дьяконов А. Л. Аналитический расчет магнитной проводимости воздушного зазора электрических машин с двухсторонней зубчатостью	12	25
Коробейников Б. А., Ищенко А. И. Идентификация параметров многоконтурных моделей неявнополюсных синхронных двигателей	12	59
Гайтов Б. Х., Копелевич Л. Е. Математическая модель электромагнитных и тепловых переходных процессов в асинхронном двигателе с переменными параметрами	12	62

Преобразовательная техника

Антонов Б. М., Лабунцов В. А., Слу-чанко Е. И. — Приближенная методика расчета переходных процессов в электрических схемах высокого порядка	1	6
Гуслин Ю. П. — Релейно-импульсное регулирование переменного напряжения при активно-индуктивной нагрузке	1	13
Соболев Л. Б. — Использование фильтров переменной структуры для улучшения качества переходных процессов в импульсных стабилизаторах напряжения	1	76
Мустафа Г. М., Ковалев Ф. И. — Сравнительный анализ трех способов управления импульсными следящими инверторами	2	29
Глазенко Т. А., Сеньков В. И. — Схемотехнические и конструктивные методы обеспечения электромагнитной совмести-		

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
сти транзисторных преобразователей постоянного напряжения	2	37
Хохлов Ю. И., Хусаинов Ш. Н. — Анализ сложных многофазных вентильных цепей контурно-узловым методом	2	43
Хохлов Ю. И., Красногорцев И. Л., Ляп-кало С. Г., Семенов С. Н., Ветчинкин В. Е. — Результаты промышленных испытаний первого компенсированного выпрямительного агрегата с пятой и седьмой гармониками тока в конденсаторах	3	26
Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Ремизевич Т. В., Пагиев К. Х. — Одноканальное цифровое управление вентильными преобразователями	3	31
Мустафа Г. М. — Построение автономных устройств управления импульсно-модуляционными преобразователями на основе одношагового условного прогноза	5	21
Кошечев Л. Г., Харитонова Е. И. — Электромагнитные процессы в тиристорном преобразователе постоянного напряжения в постоянное с промежуточным звеном повышенной частоты	5	30
Зборовский И. А. — Прерывистые и начально-непрерывные режимы однофазных выпрямителей	5	38
Гудзенко А. Б., Телис А. И. — Анализ широко-импульсных систем высокого порядка	5	43
Черников Г. Б. — Экономичная схема ячейки высоковольтного тиристорного вентиля	5	70
Кутковецкий В. Я. — Формализация расчета процессов в вентильных цепях узловым методом переключающих функций	5	72
Антонов Б. М., Зезюлькин Г. Г., Чу-гуев Ю. М., Игнатов В. Д. — Электромагнитные процессы в ведомом секции комбинированном вентильном преобразователе	5	75
Яценко А. А. — Выбор схемы соединения обмоток сдвоенных фазоповоротных автотрансформаторов многоимпульсных вентильных преобразователей	7	79
Исхаков А. С., Ушаков А. В. — Астатическая система регулирования выпрямителя с емкостным фильтром	7	88
Покрывайло А. Д. — Расчет и оптимизация высоковольтного преобразователя с прямоугольным промежуточным напряжением	8	81
Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г. — Тепловой расчет тиристорных вентилях мощных преобразователей частоты в аварийных режимах	9	38
Ранькис И. Я. — Условия отбора мощности от коммутирующего конденсатора тиристорного импульсного регулятора	9	60
Данилевич О. И., Сакара Ю. Д., Архиреев И. П., Нижник С. Г. — Исследование однофазного мостового инвертора на-		

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
-------------------------	---------	------

пряжения с одноступенчатой коммутацией, нагруженного выпрямителем с индуктивно-емкостным фильтром

10 7

Васильев А. С., Блинов Ю. И., Гуревич С. Г.— Особенности коммутации вентилей в преобразовательных схемах

10 17

Бизиков В. А.— Принципы построения источников питания для гибких технологий в электрохимических производствах

10 35

Гольфельд Г. Б., Богданов Н. Н.— Влияние обратных диодов и режимов коммутации на спектр флуктуаций в резонансных инверторах

10 61

Фридман П. Т., Саркисов Г. А.— Метод исследования устойчивости систем, состоящих из автономного инвертора и не-скольких асинхронных двигателей

10 64

Кобзев А. В., Берестов А. А.— Возможности анализа ключевых схем с дополнительными элементами методом сингулярных моделей

11 66

Здрок А. Г. Параметры схем замещения полупроводниковых диодов и тиристор-ов в одно- и трехфазных схемах

12 48

Чекалов Л. В., Ртищев В. М. Предельные характеристики импульсного преобразователя для питания электрофильтров на основе разрядника ИРТ-4-1

12 65

Шевченко В. В., Бурунин О. А. Энергетические показатели трехфазного тиристорного релейно-импульсного коммутатора с активно-индуктивной нагрузкой

12 67

Электрические аппараты и трансформаторы

Петрущенко В. А., Филиппов Ю. А.— Свободноконвективный теплообмен в протяженных тонкостенных расщепленных элементах токоведущих систем

3 56

Ларин В. В., Штейн М. М.— О расчете емкости обмоток импульсных трансформаторов

3 72

Логинов В. С.— Температурное поле активного элемента электротехнического устройства

4 79

Шилин Н. В., Романов Ю. В.— Постоянная времени температуры дуги в выключателях высокого напряжения

6 34

Бальян Р. Х.— Изменение показателей сухих трансформаторов при повышении рабочей частоты

6 39

Ионов Ю. Г.— Поведение электродуговой динамической системы при малых отклонениях от состояния равновесия

7 12

Волков И. В., Закревский С. И., Смоленский И. И.— Учет тепловых режимов при оценке эффективности применения индуктонов в электротехнических устройствах

7 42

Шаров Е. Т.— Фазные и предельные соотношения в стационарных режимах трансформаторов постоянного тока

7 54

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
-------------------------	---------	------

Кувшинов А. А., Татарин Ю. Д., Та-раканов В. П.— Устойчивость мощного модуля с управляемым вакуумным разрядником и высоковольтным тиристорным ключом

7 82

Бурцев В. А., Василевский М. А., Водозовов В. М., Комин С. Н., Морозов Е. А., Осеевский М. Э., Целищева В. И.— Емкостные накопители энергии со свойствами формирующих линий

7 85

Лизунов С. Д.— Трансформаторостроение

8 37

Белкин Г. С., Шилин Н. В.— Выключатели высокого напряжения

8 45

Перцев А. А., Рыльская Л. А., Ульянов К. Н., Чулков В. В.— Расчет вероятности повторных пробоев вакуумной дугогасительной камеры

8 74

Варивода В. Н., Трипотень И. Г.— О дефектоскопии изоляторов для газонаполненных аппаратов высокого напряжения

10 43

Чжень Цин-хуа— Линейные вращающиеся трансформаторы повышенной точности

11 63

Ермуратский В. В., Ермуратский П. В.— Старение и прогноз ресурса окисидно-электролитических конденсаторов

11 80

Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических процессов

Клепиков В. Б., Осичев А. В.— Определение границ устойчивости электроприводов с вязким трением с учетом упругости кинематической цепи

1 36

Савченко В. Л., Лигай В. Д., Зориков Ю. П.— Исследование зависимости температуры электродвигателя от параметров электропривода при повторно-кратковременном режиме работы

2 76

Кузнецов Б. И.— Декомпозиция оптимального синтеза многоканальных следящих систем

3 19

Бояр-Созонович С. П., Сорочан А. А.— Синтез регулятора биротативного асинхронного генератора

4 66

Задорожный Н. А., Земляков В. Д.— Оценка демпфирующей способности электропривода с упругим механическим звеном и вязким трением на валу двигателя

4 70

Файницкий М. З.— Об управлении руднотермическими печами

7 73

Савченко В. Л., Зориков Ю. П., Самыгин Р. П., Платонов П. М., Тихонов П. Г.— Выбор структуры и параметров системы автоматического регулирования мощных дуговых и ферросплавных печей

9 65

Матюхина Л. И., Михалев А. С., Токарев А. В., Чушенков И. М.— Исследование двусторонних следящих систем на базе бес-

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
-------------------------	---------	------

контактных электродвигателей методами моделирования и макетирования 11 56

Бояр-Созонович С. П., Вишневский Л. В., Беляев В. Н. — Включение асинхронных генераторов на параллельную работу 12 32

Электрификация транспорта

Фигурнов Е. П. — Сопротивление рельсовой цепи электротяговой сети переменного тока 7 17

Колоколов Ю. В., Баушев В. С., Жусубалиев Ж. Т. — К анализу релейных САР тока в режимах электродинамического торможения высокоскоростных электропоездов 7 66

Из истории электротехники

Крыжановский Л. Н. — От Нолле до Хевисайда 2 93

Шнейберг Я. А. — Создатель первых электростатических машин для медицины 4 84

Веселовский О. Н., Шнейберг Я. А. — У источников электрификации (к 100-летию открытия явления вращающегося магнитного поля и изобретения трехфазного асинхронного двигателя) 9 90

Дискуссии

Галанов В. И., Зейлигер А. Н., Кошечев Л. А., Ройтельман И. Г. — Ответ авторов. От редакции — по статьям Васильевой Т. В. и др. «Управляемое сечение в большой электроэнергетической системе» и Веникова В. А. «Единая электроэнергетическая система — быть или не быть?» («Электричество», 1987, № 3) 1 78

Карасев А. В. — Ответ автора — по статье Ильина Г. П. «Математическая модель магнитной муфты на постоянных магнитах» («Электричество», 1985, № 4) 2 90

Сирота И. М. — Ответ авторов — по статье Зильбермана В. А. и др. «Влияние способа заземления нейтральной сети собственных нужд блока 500 МВт на перенапряжения и работу релейной защиты» («Электричество», 1987, № 12) 3 80

Авторский коллектив — О пересмотре ГОСТ 19880—74 «Электротехника. Основные понятия. Термины и определения» и ГОСТ 1494—77 (СТ СЭВ 3231—81) «Электротехника. Буквенные обозначения основных величин» 5 88

Тареев Б. М., Тер-Акопов А. К. — по статье «О пересмотре ГОСТ 19880—74 и ГОСТ 1494—77» («Электричество», 1989, № 5) 5 90

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
-------------------------	---------	------

Нетушил А. В.; Соколова М. П., Жуховицкий Б. Я.; Лейтес Л. В. — по статье «О пересмотре ГОСТ 19880—74 и ГОСТ 1494—77» («Электричество», 1989, № 5) 6 80

Легкий А. И. — по статье Иосифьяна А. Г. «Эволюция физических основ электротехники и электродинамики» («Электричество», 1987, № 12) 9 85

Ответы авторов; От редакции — по статьям Железко Ю. С.; Мамошина Р. Р. и Никифоровой В. Н. «О совершенствовании нормирования качества электроэнергии» («Электричество», 1987, № 4) 10 87

Александров Г. Н.; Антонова Н. П., Демина О. Ю., Лысков Ю. И., Файбисович Д. Л. — по статье Лоханина А. К. и Шеренциса А. Н. «О номинальных и наибольших рабочих напряжениях электрических сетей» («Электричество», 1988, № 10) 11 84

Беляков Ю. С. — Ответы авторов — по статье Быстрова В. П. и Кимельмана Л. Б. «О разработке комплекса программ расчета токов короткого замыкания» («Электричество», 1988, № 8) 12 76

Библиография

Розанов С. П. — К выходу в свет книги трудов К. М. Поливанова 6 85

Герасимов В. Г. — рецензия на книгу К. М. Поливанова «Электродинамика вещественных сред. Сборник статей» 6 86

Мамиконянц Л. Г., Лугинский Я. Н., Тихонов Ю. А., Ершевич В. В., Иофьев Б. И. — рецензия на книгу Совалова С. А. и Семенова В. А. «Противоаварийное управление в энергосистемах» 9 86

Церава Г. К. — рецензия на книгу Симоненко О. Д. «Электротехническая наука в первой половине XX в.» 9 87

Хроника

Данилевич Я. Б. — Правила установки и эксплуатации турбогенераторов с водородным охлаждением (Новое руководство МЭК) 1 88

О создании Московского энергетического клуба 2 94

Винницкий Ю. Д., Лазарев Г. Б. — Всеобщее научно-техническое совещание «Разработка и внедрение регулируемых электроприводов механизмов собственных нужд ГЭС и тиристорных пусковых устройств для газотурбинных установок» 3 83

Ландер Л. П. — III Пленум Центрального правления ВНТОЭ имени академика Г. П. Крыжановского 3 86

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Ефимов Б. В., Халилов Ф. Х. — Теоретические и прикладные проблемы электрофизики и электроснабжения севера страны (заседание IV секции НС АН СССР)	4	89	Алексеев Б. В. — Александр Александрович Эйхенвальд (К 125-летию со дня рождения)	3	87
Путятин Е. В., Поляков М. А. — Координационное совещание по межвузовской целевой научно-технической программе «Экономика электроэнергетики»	6	88	Игорь Алексеевич Глебов (К 75-летию со дня рождения)	4	93
Иосель Ю. Я., Коровкин Н. В. — Заседание секции «Теоретическая электротехника» в НТО энергетиков и электротехников имени академика Г. М. Кржижановского	6	91	Елена Моисеевна Лопухина (К 70-летию со дня рождения)	4	94
Богатенков И. М., Метусала Т. Л., Ойдрам Р. А., Халилов Ф. Х. — Теоретические и электрофизические проблемы повышения надежности и долговечности изоляции сетей с изолированной и резонансно-заземленной нейтралью (симпозиум секции IV НС АН СССР)	9	89	Борис Федорович Токарев (К 70-летию со дня рождения)	5	93
Ландер Л. А. — IV Пленум ЦП ВНТОЭ имени академика Г. М. Кржижановского	9	95	Михаил Яковлевич Вайман (К 50-летию со дня рождения)	5	93
Юбилей			Памяти Андрея Николаевича Ларионова (К 100-летию со дня рождения)	7	92
Памяти Сергея Сергеевича Рокотяна (1908—1977)	1	90	Хасил Фазылович Фазылов (К 80-летию со дня рождения)	9	93
Рубен Иосифович Караев (К 80 летию со дня рождения)	1	91	Василий Яковлевич Ушаков (К 50-летию со дня рождения)	9	94
Виктор Васильевич Рудаков (К 70-летию со дня рождения)	1	92	Алексей Михайлович Федосеев (К 85-летию со дня рождения)	11	90
Юрий Александрович Фокин (К 50-летию со дня рождения)	1	93	Владимир Арсеньевич Кожевников (К 60-летию со дня рождения)	11	91
Станислав Вячеславович Хватов (К 50-летию со дня рождения)	1	93	Академик Михаил Полиевктович Костенко (К 100-летию со дня рождения)	12	79
Юрий Николаевич Астахов (К 60-летию со дня рождения)	2	94	Роберт Андреевич Лютер (К 100-летию со дня рождения)	12	81
			Некрологи		
			Иван Семенович Ефремов	1	94
			Ирина Анатольевна Федорова	2	95
			Лев Владимирович Данилов	3	91
			Борис Михайлович Фрадкин	5	95
			Артемий Афанасьевич Сиротин	11	92
			Василий Владимирович Афанасьев	12	83

Алфавитный указатель авторов статей

А			Ж		
Азаров В. С.	12, 9		Железко Ю. С.	7, 62; 10, 87	
Александров Г. Н.	4, 1; 11, 16;		Желонин В. А.	3, 8	
	11, 84		Жемчугов Г. А.	12, 13	
Алексеев Б. В.	3, 87; 10, 80		Житомирский Е. А.	10, 1	
Амромин Э. Л.	3, 40		Жуйков В. Я.	4, 48	
Андреев В. А.	12, 54		Жуков С. Ф.	1, 50	
Анисимов А. С.	11, 75		Жусубалиев Ж. Т.	7, 66	
Анненков В. З.	11, 9		Жуховицкий Б. Я.	6, 82; 8, 88	
Антонов Б. М.	1, 6; 3, 32; 5, 75				
Антонова Н. П.	11, 87				
Архиереев И. П.	10, 7				
Астахов А. Ю.	6, 22				
Афанасьев А. А.	10, 22				
Б			З		
Багинский Л. В.	4, 14		Загорский А. Е.	10, 71	
Бальян Р. Х.	6, 39		Задорожный Н. А.	4, 70	
Баранова В. К.	7, 47		Закревский С. И.	7, 42	
Батыгин Ю. В.	2, 51; 8, 84		Замидра А. И.	5, 85	
Баушев В. С.	7, 66		Захарова З. А.	10, 71	
Белкин Г. С.	8, 45		Зборовский И. А.	5, 38	
Белова Е. Л.	2, 66		Здрок А. Г.	12, 48	
Белоусов И. В.	4, 58		Зезюлькин Г. Г.	4, 38; 5, 75	
Беляков Н. Н.	8, 13		Зейдигер А. Н.	1, 78	
Беляков Ю. С.	12, 76		<u>Земляков В. Д.</u>	4, 70	
Берестов А. А.	11, 66		Зильберман В. А.	3, 81	
Берлин Н. С.	12, 1		Зиновьев Г. С.	6, 70	
Беркович Е. И.	1, 61		Золотарев Н. А.	6, 75	
Берман А. П.	5, 11		Зориков Ю. П.	2, 76; 9, 65	
Берюляев Ю. А.	8, 76				
Бизиков В. А.	10, 35				
Бирюк Н. Д.	11, 46				
Блинов Ю. И.	10, 17				
Бобков Ю. А.	11, 35				
Богатенков И. М.	9, 89				
Богданов В. А.	8, 67				
Богданов Н. Н.	10, 61				
Богданов С. Р.	3, 74				
Бодрягина Н. В.	12, 13				
Бородин И. Ф.	6, 1				
Бояр-Созонович С. П.	4, 66; 12, 32				
Брежнев А. М.	10, 82				
Будзко И. А.	8, 20				
Бунин А. Г.	3, 8				
Бургсдорф В. В.	11, 1				
Бурунин О. А.	12, 67				
Бурцев В. А.	7, 85				
Быков Ю. М.	12, 13				
Быстров В. П.	12, 78				
В					
Вагин Г. Я.	5, 58				
Важов В. Ф.	5, 68				
Вакуленко К. Н.	5, 78				
Вариводов В. Н.	10, 43				
Васецкий Ю. М.	12, 72				
Василевский М. А.	7, 85				
Васильева А. С.	10, 17				
Васькова Т. В.	1, 85				
Венда В. Ф.	2, 1				
Вершинин Ю. Н.	1, 1				
Веселовский О. Н.	8, 90				
Г					
Ветчинкин В. Е.	3, 26				
Викторов О. А.	5, 81				
Виницкий Ю. Д.	3, 83				
Вишневский Л. В.	12, 32				
Власов С. П.	4, 43				
Водовозов В. М.	7, 85				
Волков И. В.	7, 42				
Д					
Гаврилов Л. П.	8, 56				
Гайтов Б. Х.	12, 62				
Галанов В. И.	1, 78				
Галустян К. М.	9, 80				
Герасименко А. А.	9, 1				
Герасимов В. Г.	6, 86				
Герасимов Ю. А.	4, 1				
Герасимович А. Н.	9, 55				
Гимельбрант А. Я.	3, 77				
Глазенко Т. А.	2, 37				
Глейзер С. Е.	6, 66				
Глушко В. И.	4, 23				
Гнуни Т. С.	7, 6				
Голубков Н. Е.	4, 78				
Гольфельд Г. Б.	10, 61				
Гордюхина Н. М.	11, 75				
Грюнер А. И.	3, 69				
Гудзенко А. Б.	5, 43				
Гуревич С. Г.	10, 17				
Гусейнов А. М.	3, 1				
Гуслин Ю. П.	1, 13				
Е					
Данилевич О. И.	10, 7				
Данилевич Я. Б.	1, 88				
Дегтев В. Г.	11, 59				
Демиденко С. К.	5, 85				
Демина О. Ю.	11, 87				
Денисенко В. В.	2, 82				
Денисов А. И.	11, 29				
Джкнаворян Э. Г.	10, 71				
Доманин М. Г.	6, 22				
Дубенский Г. А.	2, 66				
Дубов А. Л.	12, 54				
Дьяков А. Ф.	2, 1; 8, 13				
Дьяконов А. Л.	12, 25				
Дьячков С. Н.	2, 56				
Ж					
Егоров А. А.	10, 78				
Епифанцев Ю. Ф.	11, 46				
Ермуратский В. В.	10, 48; 11, 80				
Ермуратский П. В.	10, 48; 11, 80				
Ерофеев А. А.	6, 52				
Ершевич В. В.	8, 3; 9, 86				
Ефимов Б. В.	4, 89				
Ефимов И. Г.	5, 81				
З					
Железко Ю. С.	7, 62; 10, 87				
Желонин В. А.	3, 8				
Жемчугов Г. А.	12, 13				
Житомирский Е. А.	10, 1				
Жуйков В. Я.	4, 48				
Жуков С. Ф.	1, 50				
Жусубалиев Ж. Т.	7, 66				
Жуховицкий Б. Я.	6, 82; 8, 88				
И					
Загорский А. Е.	10, 71				
Задорожный Н. А.	4, 70				
Закревский С. И.	7, 42				
Замидра А. И.	5, 85				
Захарова З. А.	10, 71				
Зборовский И. А.	5, 38				
Здрок А. Г.	12, 48				
Зезюлькин Г. Г.	4, 38; 5, 75				
Зейдигер А. Н.	1, 78				
Земляков В. Д.	4, 70				
Зильберман В. А.	3, 81				
Зиновьев Г. С.	6, 70				
Золотарев Н. А.	6, 75				
Зориков Ю. П.	2, 76; 9, 65				
И					
Иванов А. М.	8, 76				
Ивлиев Е. А.	2, 88				
Игнатов В. Д.	5, 75				
Игуменщев В. А.	5, 16				
Илиев С.	9, 71				
Ильин Г. П.	2, 91				
Ильиничнин В. В.	6, 9; 8, 13; 9, 8				
Ионов Ю. Г.	7, 12				
Иосифьян А. Г.	9, 16				
Иоссель Ю. Я.	2, 88; 6, 91				
Иофьев Б. И.	1, 85; 9, 86				
Искандарова С. В.	5, 68				
Исхаков А. С.	7, 88				
Ищенко А. И.	12, 59				
К					
Кадников С. Н.	1, 66				
Казанцев В. П.	7, 47				
Калугин Е. И.	10, 53				
Калужный А. А.	2, 7				
Капорская Г. Н.	3, 40				
Караев Р. И.	12, 56				
Карасев А. В.	2, 90				
Карасев Д. Д.	7, 38				
Карташев И. И.	6, 9; 9, 8				
Карымов Р. Р.	8, 30				
Каспаров Э. А.	5, 1				
Кац А. М.	9, 74				
Ким К. И.	1, 29				
Ким К. К.	1, 29				
Кимельман Л. Б.	12, 78				
Клепиков В. Б.	1, 36				
Клоков Б. К.	9, 31				
Кобзев А. В.	11, 66				
Ковалев В. С.	4, 75				

Ковалев Ф. И. 2, 29
 Коваленко В. П. 5, 16
 Ковбасенко Ю. П. 11, 69; 12, 72
 Ковган Д. И. 9, 31
 Колоколов Ю. Ф. 7, 66
 Колпакова А. И. 1, 85
 Колычев С. В. 10, 67
 Комин С. Н. 7, 85
 Кондратенко И. П. 11, 69
 Коноплева Н. П. 7, 90
 Копелевич Л. Е. 12, 62
 Коптев А. С. 1, 25; 3, 15
 Копылов А. И. 6, 46
 Кордюков Е. И. 7, 62
 Коробейников Б. А. 12, 59
 Коровкин Н. В. 6, 91
 Корявин А. Р. 4, 8
 Косарев Б. И. 9, 43
 Котельникова О. Ю. 3, 74
 Кошечев Л. А. 1, 78
 Кошечев Л. Г. 5, 30
 Кравченко В. Н. 1, 50
 Красногорцев И. Л. 3, 26
 Красноштанов А. С. 7, 76
 Крахмалин И. Г. 5, 58
 Крохин В. В. 11, 71
 Крыжановский Л. Н. 2, 93
 Крылов О. А. 3, 63
 Кувшинов А. А. 7, 82
 Кузнецов Б. И. 3, 19
 Кузнецов В. Г. 5, 11
 Куклин Е. И. 7, 47
 Курдюков Ю. М. 7, 1
 Кутин В. М. 5, 64
 Кутковецкий В. Я. 5, 72

Л

Лабунцов В. А. 1, 6; 4, 32
 Лазарев Г. Б. 3, 83
 Ланген А. М. 12, 41
Ланда М. Л. 11, 51
 Ландер Л. А. 3, 86; 9, 95
 Ларин В. В. 3, 72
 Ларионов В. П. 3, 59
 Лашманов В. И. 2, 85
 Левин М. С. 8, 20
 Левина Л. С. 2, 60
 Левинштейн М. Л. 2, 7
 Легкий А. И. 9, 85
 Лейтес Л. В. 6, 83
 Лесин Н. М. 5, 61
 Лещинская Т. Б. 2, 22; 8, 20
 Лигай В. Д. 2, 76
 Лизунов С. Д. 8, 37
Липес А. В. 9, 1
 Листенгартен Б. А. 7, 1
 Литвинов Е. Г. 8, 71
 Логинов В. С. 4, 79
 Лубсанов А. А. 7, 70
 Лугинский Я. Н. 9, 86
 Лупкин В. М. 5, 48; 6, 63
 Львов Ю. Н. 2, 60
 Лысков Ю. И. 11, 16; 11, 87
 Ляпкало С. Г. 3, 26
 Лященко И. Н. 3, 52

М

Макаров А. А. 8, 3
 Мамедов Ф. А. 2, 79
 Мамиконянц Л. Г. 9, 86
 Мамошин Р. Р. 10,
 Маруев С. А. 2, 79
 Маслов В. В. 1, 70
 Матюхина Л. И. 11, 56
 Меерович Э. А. 1, 1
 Мелешкин В. Н. 6, 28
 Мельник В. А. 3, 52
 Месенжник Я. З. 3, 77; 5, 53
 Метусала Т. Л. 9, 89
 Милых В. И. 10, 28
 Мирзабеян Г. З. 1, 25; 3, 15; 9, 26
 Миролюбов В. А. 6, 9
 Мирошников И. Ю. 4, 54
 Михайлов В. В. 10, 82
 Михалев А. С. 11, 56
 Монтик П. Н. 2, 85
 Мороз Р. Р. 1, 65
 Морозов Е. А. 7, 85
 Мощинский Ю. А. 10, 74
 Мустафа Г. М. 2, 29; 5, 21
 Мустафаев Р. И. 7, 1
 Мучник Г. Ф. 6, 22

Н

Надточий В. М. 9, 77
 Наумкин И. Е. 1, 1
 Некрасов Н. Н. 7, 90
 Нетушил А. В. 6, 80
 Нижник С. Г. 10, 7
 Низимов В. Б. 10, 67
 Никитин О. А. 8, 13
 Никитина Л. Г. 11, 1
 Никифорова В. Н. 10,
 Новгородцев А. Б. 3, 40
 Новиков В. Н. 10, 80
 Новиков Н. Л. 1, 1

О

Обабков В. К. 1, 18
 Обухов С. Г. 3, 31
 Ойдрам Р. А. 9, 89
 Орлов А. В. 10, 74
 Осеевский М. Э. 7, 85
 Осичев А. В. 1, 36
 Осягин А. А. 5, 53

П

Пагиев К. Х. 3, 31
 Парунакян С. А. 9, 80
 Пархаданов М. М. 2, 69
 Передельский Г. И. 2, 73
 Перцев А. А. 8, 74
 Петрищев Л. С. 3, 81
 Петрущенков В. А. 3, 56
 Платонов В. В. 2, 56
 Платонов П. М. 9, 65
 Погорелый Л. Г. 11, 51
 Погосян Т. А. 7, 6
 Покрывайло А. Д. 8, 81
 Полумисков М. А. 1, 66
 Поляков М. А. 6, 88

Поляшов Л. И. 8, 76
 Пономарев А. М. 12, 1
 Попов В. И. 7, 22
 Пospelова Т. Г. 4, 62
 Прохоров В. А. 6, 46
 Прусаков Ю. И. 11, 41
 Прут Л. Я. 3, 77
 Путятин Е. В. 6, 88
 Пшенко В. П. 4, 14

Р

Радионон Н. И. 8, 76
 Ранькис И. Я. 9, 60
 Рахманов Н. Р. 10, 1
 Рашкес В. С. 8, 13
 Ращепкин А. П. 11, 69
 Резников С. Б. 2, 66
 Ремизевич Т. В. 3, 31
 Рождественский Г. Г. 3, 81
 Розанов С. П. 6, 85
 Ройтельман И. Г. 1, 82; 8, 71
 Романов Ю. В. 6, 34
 Ртищев В. М. 12, 65
 Рыбальченко Ю. Я. 1, 56
 Рыльская Л. А. 8, 74

С

Саблин О. Г. 10, 78
 Савин Н. В. 3, 46
 Савин С. Н. 5, 61
 Савченко В. Л. 2, 76; 9, 65
 Сакара Ю. Д. 10, 7
 Саламатов И. А. 5, 16
 Самыгин Р. П. 9, 65
 Сапелкин С. А. 2, 51
 Саркисов Г. А. 10, 64
 Сафарян А. А. 9, 80
 Сахно Л. И. 12, 74
 Семенко Е. В. 12, 41
 Семенко Л. П. 12, 41
 Семенов С. Н. 3, 26
 Сеньков В. И. 2, 37
 Силкин В. Н. 9, 43; 12, 56
 Сирота И. М. 3, 80
 Славин А. Р. 8, 20
 Случанко Е. И. 1, 6
 Смирнов А. Б. 6, 52
 Смирнов А. Ю. 12, 18
 Смирнов С. А. 7, 90
 Смирнов С. В. 2, 66
 Смолянский И. И. 7, 42
 Соболев Л. Б. 1, 76
 Собчаков Л. А. 7, 76
 Соколов С. Г. 4, 58
 Соколова Е. М. 10, 74
 Соколова М. П. 6, 82
 Соколовский В. Л. 1, 1
 Солнцев Е. Б. 5, 58
 Соловьев А. В. 5, 81
 Соловьев Ю. А. 1, 70
 Сонин Ю. П. 11, 41
 Сорокин Л. К. 10, 74
 Сорокин С. Б. 1, 70
 Сорочан А. А. 4, 66
 Спиридонов Н. Н. 12, 9
 Стжелецкий Р. 4, 48

Строев В. А.	8, 30	Фигурнов Е. П.	7, 17	Читечян В. И.	9, 80
Ступель А. И.	2, 60	Филаретов В. В.	9, 48	Чугуев Ю. М.	5, 75
Султанов А. Т.	4, 32	Филиппов Ю. А.	3, 56	Чулков В. В.	8, 74
Сыроежкин Е. В.	2, 66	Фишман М. М.	2, 14	Чушенков И. М.	11, 56
Т		Фрадкин Б. М.	11, 75	Ш	
Тазов Г. В.	1, 41	Фраткин А. И.	5, 11	Шабанов В. А.	11, 22
Тараканов В. П.	7, 82	Фридман Б. Э.	12, 36	Шакарян Ю. Г.	5, 1
Тарасов А. Н.	9, 38	Фридман П. М.	10, 64	Шакиров М. А.	6, 15
Тарасова Т. Н.	3, 59	Фролов А. В.	9, 43	Шаров Е. Т.	7, 54
Тареев Б. М.	5, 90	Фролов К. В.	2, 1	Шевченко В. В.	12, 67
Татаринов Ю. Д.	7, 82	Фролов С. И.	8, 62	Шевченко С. Ю.	11, 16
Телис А. И.	5, 43	Х		Шилин Н. В.	6, 34; 8, 45
Тенишвили З. Т.	9, 26	Халилов Ф. Х.	4, 89; 9, 89	Шишигин С. Л.	3, 40
Тер-Акопов А. К.	5, 91	Харитонов Е. В.	1, 72	Шишкин В. Ф.	12, 54
Типотень И. Г.	10, 43	Харитонova Е. И.	5, 30	Шнеерсон Г. А.	3, 40
Тихонов П. Г.	9, 65	Хачатуров А. А.	5, 1	Шнеерсон Э. М.	6, 58
Тихонов Ю. А.	9, 86	Хорошев М. И.	8, 13	Шнейберг Я. А.	4, 84; 8, 90
Токарев А. В.	11, 56	Хохлов Ю. И.	2, 43; 3, 26	Штейн М. М.	3, 72
Толстов Ю. Г.	9, 38	Хрушев В. В.	1, 41; 12, 25	Штробель В. А.	8, 30
Торбан М. Н.	12, 1	Худяков В. В.	8, 30	Шувалов М. Ю.	6, 66
Третьевич Р. И.	10, 28	Хусаинов Ш. Н.	2, 43	Щ	
Трещев И. И.	6, 46	Ц		Щуров А. И.	9, 43
Трофимов В. К.	1, 70	Цварава Г. К.	9, 87	Э	
Трофимов Г. Г.	9, 74	Цветков В. А.	9, 77	Эпштейн И. М.	3, 81
У		Цгоев Р. С.	4, 54	Ю	
Уланов В. Н.	6, 52	Цейтлин Л. А.	2, 88	Юшков С. А.	11, 41
Ульянов К. Н.	8, 74	Целищева В. И.	7, 85	Я	
Устюгов С. А.	10, 80	Цуканов В. И.	9, 31	Яновский Л. П.	3, 15
Ушаков А. В.	7, 88	Цыбулевский Ф. И.	3, 35	Яхинсон Б. И.	8, 87
Ф		Ч		Яценко А. А.	7, 79
Файбисович Д. Л.	11, 87	Чабан В. И.	1, 59; 4, 73		
Файницкий М. З.	7, 73	Чаплыгин Е. Е.	3, 31		
Файнштейн Р. А.	7, 76	Чекалов Л. В.	12, 65		
Федоров Э. К.	6, 58	Черников Г. Б.	5, 70		
Фещенко П. П.	3, 52	Чжень Цин-хуа	11, 63		

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Будзко И. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунов В. А., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10.

Телефон 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор *Т. А. Дворецкова* Технический редактор *Г. В. Преображенская* Корректор *Л. С. Тимохова*

Сдано в набор 18.10.89. Подписано в печать 24.11.89. Т-17291. Формат 84×108 1/16. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 11,88. Тираж 4935 экз. Заказ 2516. Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат
Государственного комитета СССР по печати, 142300 г. Чехов Московской области

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Берлин Н. С., Пономарев А. М., Торбан М. Н. Асинхронные телеинформационные системы для распределительных электрических сетей	1
Спиридонов Н. Н., Азаров В. С. Метод расчета узловых напряжений и токов при трехфазном коротком замыкании в схемах произвольной конфигурации	9
Быков Ю. М., Бодрягина Н. В., Жемчугов Г. А. Моделирование автономного синхронного генератора как объекта регулирования	13
Смирнов А. Ю. Расчет электрических машин с магнито-электрическим индуктором методом проводимостей зубцовых контуров	18
Хрущев В. В., Дьяконов А. Л. Аналитический расчет магнитной проводимости воздушного зазора электрических машин с двухсторонней зубчатостью	25
Бояр-Соколов С. П., Вишневецкий Л. В., Беляев В. Н. Включение асинхронных генераторов на параллельную работу	32
Фридман Б. Э. Переходные процессы при программируемом разряде емкостного накопителя энергии	36
Ланген А. М., Семенко Л. П., Семенко Е. В. Магнитное поле проводящего цилиндра конечной длины при поперечном возбуждении	41
Здрок А. Г. Параметры схем замещения полупроводниковых диодов и тиристоров в одно- и трехфазных схемах	48

СООБЩЕНИЯ

Андреев В. А., Дубов А. Л., Шишкин В. Ф. Влияние заземляющих устройств нулевого провода на токи нулевой последовательности в воздушных сетях напряжением 0,38 кВ	54
Караев Р. И., Силкин В. Н. Активная и неактивная мощности электрических систем	56
Коробейников Б. А., Ищенко А. И. Идентификация параметров многоконтурных моделей неявнополюсных синхронных двигателей	59
Гайтов Б. Х., Копелевич Л. Е. Математическая модель электромагнитных и тепловых переходных процессов в асинхронном двигателе с переменными параметрами	62
Чекалов Л. В., Ртищев В. М. Предельные характеристики импульсного преобразователя для питания электрофильтров на основе разрядника ИРТ-4-1	65
Шевченко В. В., Бурунин О. А. Энергетические показатели трехфазного тиристорного релейно-импульсного коммутатора с активно-индуктивной нагрузкой	67
Васецкий Ю. М., Ковбасенко Ю. П. Численно-аналитический метод расчета магнитных систем с токопроводами произвольной конфигурации	72
Сахно Л. И. К расчету плоскопараллельных квазистационарных электромагнитных полей при резком поверхностном эффекте	74
ДИСКУССИИ	76
ХРОНИКА	79
Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1989 г.	85

Berlin N. S., Ponomarev A. M., Torban M. N. — Asynchronous Teleinformational Systems for Distribution Networks	1
Spiridonov N. N., Azarov V. S. — A Method for Calculating Three-Phase Fault Currents and Voltages in Circuits of Arbitrary Configuration	9
Bykov U. M., Bodryagina N. V., Zhemchugov G. A. — Simulation of an Independent Synchronous Generator as an Object of Control	13
Smirnov A. U. — Design of Electrical Machines With Magneto-Electric Inductors By the Method of Tooth-Circuit Admittances	18
Khrushchev V. V., Diakonov A. L. — Finding Analytically the Air Gap Permeance in Electrical Machines Having Two-Sided Tothing	25
Boyar-Sozonovitch S. P., Vishnevski L. V., Belyaev V. N. — Switching In Asynchronous Generators for Parallel Operation	32
Friedman B. E. — Transients During Programmed Discharge of Capacitive Energy Stores	36
Langen A. M., Semenko L. P., Semenko E. V. — The Magnetic Field of a Finite Length Conducting Cylinder With Cross-Field Excitation	41
Zdrok A. G. — Equivalent Circuit Parameters for Semiconductor Diodes and Thyristors in Single- and Three-Phase Circuits	48

REPORTS

Andreyev V. A., Dubov A. L., Shishkin V. F. — How Neutral Conductor Grounding Devices Influence Zero Sequence Currents in 0.38 kV Overhead Networks	54
Karayev R. I., Silkin V. N. — Active and Non-active Power in Electrical Systems	56
Korobeinikov B. A., Ischenko A. I. — Identification of the Parameters of Multi-Loop Models for Round Rotor Synchronous Motors	59
Gaitov B. H., Kopelevitch L. E. — A Mathematical Model for Electromagnetic and Thermal Transients in an Induction Motor With Variable Parameters	62
Chekalov L. V., Rtischev V. M. — Ultimate Characteristics for a Pulse Converter Supplying Electrostatic Precipitators Based on a Type IRT-4-1 Arrestor	65
Shevchenko V. V., Burunin O. A. — The Energy Characteristics of a Three-Phase Thyristorized Relay/Impulse Switch for an R-L Load	67
Vasetski U. M., Kovbasenko U. P. — A Numerical/Analytical Method for Designing Magnetic Systems Having Current Carrying Conductors of Arbitrary Section	72
Sakhno L. I. — On Calculation of Plane-Parallel Quasi-Stationary Electromagnetic Fields With a Sharply Pronounced Skin Effect	74
DISCUSSION	76
CHRONICLE	79
Contents of the Journal "Electrichestvo" in 1989	85