

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1977



издательство · ЭНЕРГИЯ ·

6

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ССНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

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

6
1977
ИЮНЬ

УДК 621.3.027

О международной стандартизации номинальных напряжений электрических сетей

Канд. техн. наук СОЛДАТКИНА Л. А.

Московский энергетический институт

ГОЛУНОВ А. М.

Госстандарт СССР

Вопрос о рациональном выборе стандартных значений номинальных напряжений электрических сетей и электрооборудования является весьма важным в техническом и экономическом отношениях. Этому вопросу уделяется очень большое внимание как в отдельных странах, так и в Международной электротехнической комиссии (МЭК). В МЭК существует технический комитет № 8 (ТК8), занимающийся стандартизацией напряжений, токов и частот. В 1967 г. ТК8 было выпущено 4-е издание Публикации 38 «Стандартные напряжения МЭК», подытожившее почти 10-летнюю работу комитета. В обсуждении этого материала принимало участие более 20 стран. В 4-м издании Публикации 38 были даны значения номинальных напряжений электрических сетей и соответствующие значения высших напряжений электрооборудования [Л. 1 и 2].

С 1967 г. началась работа над 5-м изданием Публикации 38. Должен быть решен ряд вопросов, которые не были согласованы при обсуждении 4-го издания, а также рассмотрены такие, как, например, вопрос о стандартизации номинальных напряжений в диапазоне ультравысоких напряжений и др. Для обсуждения вариантов 5-го издания проводились заседания ТК8 и специально созданных рабочих групп, обсуждавших и подготавливавших материалы по отдельным вопросам. Советская рабочая группа принимала активное участие почти во всех заседаниях. Работа над 5-м изданием завершилась в 1976 г. После этого начнется работа над 6-м изданием.

© Издательство «Энергия», «Электричество» 1977 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ВОЛГОГДСКАЯ

БИБЛИОТЕКА

ми и денежными затратами, а также с существенными трудностями психологического и морального характера. Как известно, при осуществлении подобного изменения номинальных напряжений требуется определенная перестройка технологических процессов на предприятиях, выпускающих электроприемники, происходит существенное ухудшение технико-экономических показателей работы приемников в переходный период, изменение режимов работы распределительных сетей (что, в свою очередь, требует дополнительных расчетов, замеров, обучения персонала и т. п., а в ряде случаев, особенно в сельских сетях, может быть связано с коренной реконструкцией сетей).

Таким образом, при унификации указанных напряжений в каждой стране, в том числе в СССР, требуется проведение очень большой дополнительной работы, связанной с дополнительными затратами.

На первом этапе дискуссии о целесообразности унификации напряжений 220/380 и 240/415 В предлагалось выбрать в качестве международной стандартной одну из этих систем напряжений. Против этого категорически возражали национальные комитеты, особенно комитет Великобритании, поскольку такое решение ставило в неравное положение страны: в одних странах сохранялось существующее положение, а в других все должно было существенно измениться. Тогда в виде компромисса было предложено выбрать в качестве стандартной промежуточную систему напряжений 230/400 В. При этом изменения напряжений должны были касаться всех стран, а степень их изменения уменьшалась.

Для более подробного выяснения мнения отдельных стран относительно целесообразности унификации указанных напряжений UNIPEDE (Международный союз организаций, производящих и распределяющих электроэнергию) был в 1973 г. разослан специальный вопросник. Ответы показали, что практически все страны хотя и не видят каких-либо препятствий, но также не видят существенных преимуществ предлагаемой унификации. Поэтому они предпочли бы сохранить два номинальных напряжения в табл. I. В результате обсуждения этого вопроса на заседании ТК8 в сентябре 1974 г. было решено, что в табл. I должны быть оставлены оба напряжения, а в примечании должно быть указано о возможности их унификации в дальнейшем. Таким образом, вопрос о необходимости унификации как бы отодвигался на значительный срок, но в то же время не снимался с повестки дня.

Необходимо отметить, что при обсуждении вопроса о возможной унификации рассматриваемых напряжений очень большое внимание уделялось значениям допустимых отклонений от номинального напряжения электроприемников. Для существующих сетей за рубежом допускаются отклонения напряжения $\pm 6\%$, а в определенных условиях, обусловленных обычно соответствующими договорами, в ряде стран допускаются и большие отклонения, в среднем $\pm 10\%$. В СССР в ГОСТ 13109-67 зафиксированы более жесткие нормы и в среднем допустимые отклонения равны $\pm 5\%$. В 4-м издании Публикации 38 в качестве рекомендуемых значений

указывались $\pm 6\%$, а допустимых — $\pm 10\%$. На заседаниях комитета предлагалось в качестве рекомендуемых принять отклонения в $\pm 10\%$ от предлагаемой величины 230/400 В и отметить, что лишь в дальнейшем эти значения могут быть снижены до $\pm 6\%$. В этих условиях существующие сети 220/380 и 240/415 В с более жесткими нормами в отношении отклонений в $\pm 6\%$ могли бы длительно работать с напряжениями, не выходящими за предельные значения от нового среднего напряжения 230/400 В. Тогда переход на новую унифицированную величину напряжения мог бы быть постепенным и достаточно длительным. Было указано и на то, что в ряде существующих сетей напряжения различаются на $\pm 10\%$ и что снижение этой величины практически связано с большими трудностями.

При окончательном обсуждении рассматриваемого вопроса на заседании ТК8 в сентябре 1975 г. (присутствовало 35 делегатов от 20 стран) все делегации высказали мнение, что напряжение 230/400 В с принятыми значениями допустимых отклонений $\pm 10\%$ практически не приведет к ухудшению работы аппаратов и бытовых машин и что принятие этого напряжения в качестве международного явится важным для развития международной торговли и для применения единых унифицированных систем штепсельно-розеточных соединений, стандартизованных в настоящее время МЭК. Переход на новое напряжение представляется длительным процессом — 10—20 лет.

В результате табл. I в 5-м издании Публикации 38 окончательно получила следующий вид:

Таблица I

Номинальные напряжения, В	
Трехфазные трех- и четырехпроводные сети	Однофазные трехпроводные сети
—	120/240
$\begin{cases} 220/380 \\ 230/400 \\ 240/415 \\ 277/480 \\ 660 \\ 1000 \end{cases}$	—
—	—
—	—

К табл. I даны примечания.

1. Напряжение 230/400 В в будущем будет единственным стандартным напряжением МЭК и его принятие рекомендуется для новых сетей. Напряжения существующих сетей 220/380 и 240/415 В должны быть приведены к величине $230/400 \pm 10\%$. Уменьшение диапазона допустимых отклонений будет рассматриваться в будущем.

2. Применение напряжений выше 240/415 В предполагается исключительно для электрических сетей на крупных промышленных предприятиях и в коммерческих зданиях.

3. Кроме напряжения 277/480 В, в ряде стран применяется также напряжение 500 В для трехфазных трехпроводных сетей.

4. Номинальные напряжения для однофазных электроприемников равны соответственно 120, 220, 230 и 240 В.

Следует отметить, что на заседании ТК8 были высказаны сомнения относительно возможности в дальнейшем применения стандартного напряжения 660 В, которое в $\sqrt{3}$ раз больше напряжения 380 В и которое в дальнейшем перестанет быть стандартным. Очевидно должен встать вопрос о применении напряжения $700 = \sqrt{3} \times 400$ В. Однако решение этого вопроса было отложено на будущее.

Появление стандартного напряжения 1000 В (оно отсутствовало в 4-м издании Публикации 38) обусловлено тем, что оно является наибольшим в рассматриваемом диапазоне и что, как показывает опыт, оно может найти применение в промышленных сетях. Предложение о введении вместо него значения напряжения 1150 В, которое находит распространение в сетях горнорудных предприятий СССР и Великобритании, было отвергнуто на том основании, что напряжение 1150 В выходит за пределы рассматриваемой шкалы 100—1000 В.

Шкала номинальных напряжений в диапазоне 1—35 кВ. В 5-м издании Публикации 38 было принято предложение о разделении действующей шкалы номинальных напряжений в соответствии с их условными названиями по группам: средние — до 45 кВ (табл. III), высокие — до 245 кВ (табл. IV), сверхвысокие — до 750 кВ и ультравысокие — более 750 кВ (табл. VI). Было также принято, что в табл. III и IV должны фиксироваться значения номинальных напряжений электрических сетей, а также значения наивысших напряжений для электрооборудования (ННЭО).

В табл. II* даны значения номинальных напряжений до 35 кВ включительно для двух серий: серия I — для систем с частотой 50 и 60 Гц, серия II — для систем с частотой 60 Гц в соответствии с североамериканской практикой. Для серии I приведены два ряда напряжений, отличающихся друг от друга приблизительно на 10%. При этом рекомендуется, чтобы в одной стране использовались значения номинальных напряжений из какого-либо одного ряда.

В примечаниях к таблице рекомендуется, чтобы в городских сетях не применялись напряжения менее 10 кВ и чтобы соотношение между двумя смежными напряжениями в каждой стране не было меньше двух. Указано также, что в нормальных режимах для сетей серии I предельные отклонения от номинальных напряжений не должны превосходить $\pm 10\%$, а для сетей серии II наивысшее напряжение не должно отличаться от номинального более чем на $+5\%$, а низшее — более чем на -10% . Сети с номинальными напряжениями 12, 47; 13,2; 24,94; 34,5 кВ серии II обычно выполняются четырехпроводными.

По сравнению с соответствующей таблицей в 4-м издании Публикации 38 в табл. III 5-го издания сокращено число стандартных значений (6 вместо 13) номинальных напряжений серии II.

* В табл. II (здесь не приводится) даны напряжения для электротяговых сетей постоянного и переменного тока. Они практически не обсуждались на заседаниях ТК8, а были приняты в соответствии с данными ТК9, занимающегося вопросами стандартизации параметров оборудования для тяговых сетей.

Таблица II

ННЭО, кВ	Серия I		Серия II	
	Номинальные напряжения сетей, кВ		ННЭО, кВ	Номинальные напряжения сетей, кВ
3,6	3,3	3	4,4	4,16
7,2	6,6	6	—	—
12	11	10	—	—
—	—	—	13,2	12,47
—	—	—	13,97	13,2
—	—	—	14,52	13,8
(17,5)	(15)	—	—	—
24	22	20	—	—
—	—	—	26,4	24,94
36	33	—	—	—
—	—	—	36,5	34,5
40,5	—	35	—	—

Напряжение 15 кВ заключено в скобки (серия I), так как оно не рекомендуется для вновь сооружаемых сетей. Исключено напряжение 30 кВ, которое имеет практически весьма малое применение.

Известно, что в 4-м издании Публикации 38 в шкале стандартных напряжений отсутствовало напряжение 35 кВ, имеющее очень широкое распространение в СССР и в ряде других социалистических стран. В 5-м издании напряжение 35 кВ включено, что является результатом активной деятельности советской рабочей группы ТК8. На первых этапах обсуждения 2-го издания напряжение 35 кВ было включено с примечанием, что оно применяется только в СССР. Такое примечание было нежелательно, так как ограничивало возможности внедрения его в других странах. В результате настойчивых возражений представителей СССР и поддержавших их делегаций ЧССР, Франции и Дании это примечание было снято. Однако было дано другое примечание, в котором указывается, что в дальнейшем будет рассматриваться вопрос об унификации напряжений 35 и 33 кВ (последнее имеет распространение в Великобритании и странах Британского содружества). Вопрос об унификации этих напряжений уже возник на заседаниях ТК8 в 1967 и 1969 гг., но не был принят главным образом из-за большого расхождения в соответствующих значениях ННЭО — 40,5 и 36 кВ, что не благоприятствует унификации. Таким образом, в 5-м издании номинальное напряжение 35 кВ и соответствующее значение ННЭО вошли в шкалу МЭК достаточноочноочно.

Номинальные напряжения в интервале более 35 кВ и до 230 кВ включительно. В табл. IV напряжения 45 и 150 кВ заключены в скобки как нерекомендуемые для вновь сооружаемых сетей. Даны две серии номинальных напряжений и рекомендуется, что только одну из них следует применять в каждой из стран. Указано также, что в одной стране рекомендуется применять только одно из следующих напряжений (указаны значения ННЭО): 123 или 145 кВ; 245 или 300 кВ (см. ниже табл. V).

Напряжения электрических сетей сверхвысоких и ультравысоких напряжений. Как указывалось, для сетей в рассматриваемом диапазоне в таблице приводятся только значения ННЭО.

Таблица IV

ННЭО, кВ	Номинальные напряжения сетей, кВ		
(52)	(45)		—
72,5	66	69	
123	110	115	
145	132	138	
(170)	(150)		—
245	220	230	

Наиболее острая многолетняя дискуссия проходила в ТК8 по вопросу стандартизации напряжений выше 765 кВ. Этот вопрос является очень важным, прежде всего для Советского Союза. Известно, что для осуществления надежной и экономичной работы создаваемой в СССР Единой энергетической системы необходимо сооружение мощных линий электропередачи сверхвысокого напряжения. Проведенные исследования показали, что наиболее целесообразным в условиях СССР для этих линий является номинальное напряжение 1150 кВ и наибольшее напряжение для электрооборудования 1200 кВ (в дальнейшем говорится только о напряжении 1200 кВ).

В настоящее время в СССР сооружен опытный участок линии и опытные образцы основного электрооборудования на 1200 кВ. В то же время напряжение 1200 кВ до последнего времени не могло быть включено в национальный стандарт СССР, поскольку МЭК в специальном обращении просила национальные комитеты не вносить в свои стандарты какие-либо величины ультравысоких напряжений до утверждения их МЭК. Это связано с тем, что напряжение такого класса должно использоваться для объединения мощных энергосистем, в том числе и между различными государствами, поэтому несогласованный выбор различных величин в национальных стандартах мог весьма затруднить международную стандартизацию этого напряжения.

Следует отметить, что вопрос о выборе значений ультравысоких напряжений представляет также большой интерес и для многих других стран: США, Канады, Великобритании, Франции, Италии и др. При планировании национальной энергетики на ближайшие 20—25 лет многие развитые страны рассматривают сейчас варианты создания мощных атомных станций АЭС или комплексов АЭС. Поскольку из условий экологии эти АЭС должны располагаться на значительных расстояниях от центров потребления, возникает вопрос о необходимости в будущем сооружении электропередачи большой пропускной способности. При этом может быть эффективным использование линий ультравысокого напряжения. В зависимости от местных условий в той или иной стране соответствующие желаемые значения напряжений могут быть различными. Таким образом, при стандартизации напряжений выше 765 кВ ТК8 МЭК пришлось столкнуться с большими трудностями. Эти трудности были связаны в первую очередь с различными историческими, географическими, хозяйственными и прочими условиями, характерными для стран — участников МЭК.

Для выяснения технических аспектов проблемы вопрос о необходимости выбора стандартной величины напряжения выше 1000 кВ в шкале МЭК ранее, чем это было сделано в национальных стандартах, был поставлен перед СИГРЭ в письме президента МЭК в 1969 г. Президент СИГРЭ согласился с постановкой данного вопроса МЭК, в результате чего в феврале 1970 г. в СИГРЭ была создана специальная комиссия для изучения технических аспектов данной проблемы. В работе комиссии приняло участие большое количество видных специалистов из разных стран, в том числе и от СССР. По просьбе комиссии все заинтересованные страны должны были представить соответствующие материалы — результаты исследований этой проблемы в данной стране. Эти материалы были подробно обсуждены, и в сентябре 1972 г. комиссия закончила работу. В ее заключении было отмечено, что с технической точки зрения могут сооружаться линии электропередачи на напряжения переменного тока вплоть до 1500 кВ (ННЭО). Комиссия считала, что для выяснения технико-экономических аспектов проблемы имевшейся в ее распоряжении информации было недостаточно и требовалось проведение дополнительных исследований. В то же время, по мнению комиссии, на необходимость использования ультравысоких напряжений решающее влияние по сравнению с экономическими показателями могли оказать соображения социального плана (окружающая среда, мешающие воздействия и др.).

В ТК8 МЭК (после объединения ТК8 и ТК30) также была создана специальная рабочая группа по подготовке предложений по стандартизации ультравысоких напряжений. На заседаниях этой РГ было решено, что принятие в качестве стандартной величины напряжения класса 1500 кВ является преждевременным. Высказывалось мнение, что для западно-европейских стран напряжение 1000 кВ является вполне достаточным даже с учетом дальнейшей перспективы развития (в этих странах широкое распространение имеют сети с номинальным напряжением 400 кВ). В качестве компромиссного значения предлагалось 1100 кВ. После долгих обсуждений было принято советское предложение включить в качестве стандартного значения напряжения 1200 кВ. За это предложение на заседании РГ в 1972 г. голосовали 7 стран (СССР, Финляндия, Франция, Норвегия, Польша, Швейцария, Швеция), против голосовала Италия, воздержались Бельгия, Великобритания, США, ФРГ и Япония. Принятый на заседании ТК8 проект 5-го издания Публикации 38 был направлен национальным комитетом для голосования по правилу «шести месяцев» [Л. 3]. Советский национальный комитет голосовал за него. За этот проект проголосовало еще 18 стран. ФРГ, Австрия, Италия, Великобритания и США проголосовали против него, считая преждевременным включение напряжения 1200 кВ в шкалу МЭК.

Поскольку по правилу «шести месяцев» 5 стран голосовали против включения напряжения 1200 кВ, то на заседании ТК8 в сентябре 1974 г. было решено обсудить этот вопрос дополнительно на заседании специально созданной рабочей группы экспертов РГ4. В состав ее были включены

представители СССР, США, Великобритании, ФРГ, Италии, Канады и др. На заседании РГ4 в январе 1975 г. все участники дали характеристику состояния вопроса о развитии сетей напряжением 420 кВ и выше в своих странах, на основании чего были сформулированы соответствующие предложения о возможных направлениях стандартизации ультравысоких напряжений.

Анализ выступления делегатов РГ4 показал, что принципиально все страны — участники МЭК могли быть разделены на следующие группы: страна, в которой проведены значительные исследования в этой области и которая уже фактически определила целесообразную для своих условий величину стандартного напряжения (СССР); страны, которые активно рассматривают вопрос об использовании линий ультравысокого напряжения, но которые не выбрали еще окончательно фиксированную величину стандартного напряжения (США, Италия); страны, которые при сооружении линий в ближайшее время (20—25 лет) предпочитают обойтись существующими напряжениями (или использовать линии передачи постоянного тока) — Канада, Швеция, Великобритания, Франция, ФРГ, Швейцария.

Таким образом, хотя во всех указанных странах принципиально могут сооружаться линии ультравысокого напряжения, возможные сроки фактического использования линий этих напряжений являются различными. В связи с этим и отличалось отношение указанных стран к вопросу о стандартизации ультравысоких напряжений в настоящее время. Так, СССР был заинтересован в скорейшем введении стандартного напряжения 1200 кВ. В то же время другие страны могли подождать с решением этого вопроса несколько лет.

На основании длительного обсуждения рассматриваемого вопроса на заседании РГ4 было выяснено, что предложение советской делегации о включении напряжения 1200 кВ в табл. V Публикации 38 МЭК практически могло быть принято только при наличии примечания к таблице о том, что в дальнейшем может быть рассмотрен вопрос о целесообразности введения промежуточного напряжения между 800 и 1200 кВ.

Решение РГ4 было утверждено на заседании ТК8 в сентябре 1975 г., после чего согласованный

проект Публикации 38 был послан странам — участникам МЭК для согласования по правилу «шести месяцев». Окончательно табл. V в 5-м издании Публикации 38 зафиксирована следующим образом:

ННЭО, кВ	(300)	(362)	420	525	765	1200
----------	-------	-------	-----	-----	-----	------

К табл. V даны следующие примечания:

а) рекомендуется, чтобы в каждой из стран использовалась только одна из следующих групп напряжений:

245 (см. табл. IV) — 300—362 кВ;

362—420 кВ;

420—525 кВ;

б) напряжения 300 и 362 кВ не рекомендуются для вновь сооружаемых сетей;

в) в ряде стран используются значения ННЭО 550 и 800 кВ;

г) в дальнейшем может быть допущено промежуточное значение напряжения, достаточно далеко отстоящее от значений напряжений 765 и 1200 кВ.

Другие вопросы. На заседаниях ТК8 рассматривался также вопрос о стандартизации напряжений постоянного тока. Предварительно всем странам был послан соответствующий вопросник. В результате решения этого вопроса было отложено, так как все страны сочли его преждевременным.

Рассматривался также вопрос относительно стандартизации напряжений переменного тока до 100 В и постоянного тока до 750 В. Была получена информация от стран относительно фактически применяемых напряжений. Оказалось, что в разных странах применяется большое количество разных напряжений, начата работа по выявлению наиболее целесообразных значений. Эта работа будет продолжена при обсуждении следующего 6-го издания Публикации 38 МЭК.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Солдаткина Л. А. О международной шкале стандартных напряжений электрических сетей. — «Электричество», 1967, № 12.
2. Солдаткина Л. А. О работе технического комитета № 8 МЭК по стандартизации напряжений электрических сетей. — «Энергоехозяйство за рубежом», 1967, № 6.
3. Виноградова А. А. Международная электротехническая комиссия и стандартизация электротехнического оборудования. — «Электричество», 1971, № 1.

[3.12.1976]

УДК 621.311.001.24

Обобщенные показатели схемы и режима электрической сети энергосистемы

Канд. техн. наук ЕРШЕВИЧ В. В., инж. КИНЕР Г. Р.

Москва — Харьков

В настоящее время разработано и используется большое количество программ, позволяющих выполнять различные электрические расчеты (потокораспределение активных и реактивных мощностей и уровня напряжения, статическая и динамическая устойчивость, токи короткого замыкания), результаты которых дают достаточно полное представление

о режиме электрической сети современной энергосистемы. Применение ЦВМ резко расширило объем рассчитываемой схемы и позволяет быстро и с необходимой точностью получить результаты расчета режима в виде большого количества числовых показателей по всем элементам системы, характеризующих параметры их режима.

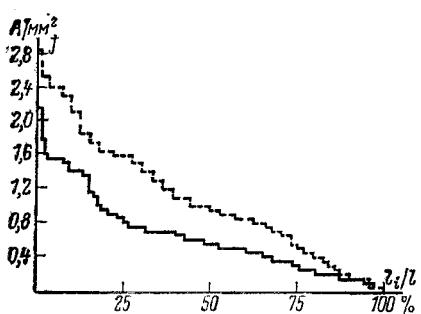


Рис. 1. Кривая распределения плотности тока линий.

— линии 330 кВ объединенной энергосистемы; — линии 110 кВ районной энергосистемы.

В результате расчета печатается полный набор параметров режима по каждому элементу сети независимо от его инженерной значимости, иногда с упорядочением этих параметров по формальным признакам расчетной схемы (номер узла, начальные и конечные номера ветви и т. д.). Массивы результатов расчетов обычно содержат несколько тысяч параметров (например, результаты расчета установившегося режима схемы из 250 узлов и 300 ветвей содержат более 6000 показателей, а исходная для такого расчета информация — до 5000 показателей), труднообозримы и нуждаются в трудоемкой обработке.

К этой трудоемкой работе ЦВМ практически не привлекается: как и при ручных способах расчета анализ результатов производится специалистом-технологом. В этом плане заметен серьезный разрыв между вычислительными возможностями машин с одной стороны и аналитическими возможностями человека — с другой.

На основании теории информации [Л. 1] можно дать некоторые общие рекомендации, применимые при анализе результатов практически всех видов расчетов электрических сетей.

Для повышения эффективности анализа больших массивов информации, представляемых специалисту в результате проведенных расчетов, необходимо обеспечить оптимальное сочетание множества детальных количественных показателей с малым числом интегральных (обобщенных) качественных и количественных характеристик, формирующих общую картину.

Процесс формирования групповых обобщенных характеристик, позволяющих судить о наиболее существенных признаках поведения и состояния анализируемого множества данных, в теории информации называется генерализацией. Генерализация представляет собой по существу обобщение первичного множества параметров с выделением наиболее важных из них и может охватывать номенклатуру параметров, относящиеся к ним периоды времени, диапазоны изменения и степень подробности их отображения. В генерализованной информации за счет исключения второстепенных ее частей, обобщения и укрупнения данных устраняется избыточность информации, выделяется смысловое содержание, формируются варианты возможных решений.

Применительно к задаче генерализации информации о результатах расчетов режимов электриче-

ских сетей целесообразно рассмотреть две группы обобщенных показателей, одна из которых характеризует множество полученных в результате расчета параметров режима сети, а вторая — исходные данные. Это объясняется тем, что процесс анализа результатов расчета начинается с оценки исходных данных. Кроме того, в процессе анализа результатов нередко возникает необходимость повторения расчета с измененными исходными данными.

Обобщенные показатели режима работы электрической сети. Анализ результатов расчета режима обычно сводится к сравнению полученных параметров режима каждого элемента сети с некоторыми заранее определенными техническими, экономическими или логическими пределами. Их значения устанавливаются на основе различного рода нормативов, технико-экономических исследований, опыта эксплуатации и проектирования, ранее выполненных аналогичных расчетов и, наконец, на основе интуиции и умозаключений специалиста. В расчетах устанавлившихся режимов, например, такими предельными значениями являются допустимая передаваемая по линии мощность по условиям нагрева проводов, номинальная мощность трансформаторов, наивысшее рабочее или минимально допустимое напряжение; в расчетах токов короткого замыкания — отключающая способность наиболее мощного из установленных выключателей; в расчетах устойчивости — пропускная способность по нагреву, предел устойчивости при перераспределении мощности между наиболее близкими электростанциями и т. п.

Попарное сопоставление фактического и заданного (предельного) значений каждого параметра для каждого элемента сети для современных энергосистем чрезвычайно трудоемко. Но даже выполнение этой большой и утомительной по характеру работы в полном объеме не дает законченного представления о режиме всей сети. Результаты поэлементного анализа параметров нуждаются в дополнительной обработке и обобщении. Методы такой обработки требуют специального изучения. Однако уже сегодня можно предложить целый ряд обобщенных показателей режима сети в целом, которые значительно облегчают анализ результатов расчета.

К таким показателям относятся: пределы изменения параметра; среднее значение параметра (среднеквадратичное, средневзвешенное), отклонения от среднего; кривые распределения значений параметров по определенным интервалам, по числу элементов схемы (либо распределение числа элементов по интервалам значений параметра); количество элементов (абсолютное и относительное), для которых значения рассматриваемого параметра выходят за заданные пределы.

В качестве примера применения названных показателей можно привести результаты расчета уровней напряжения в сети 330 кВ: пределы изменения напряжения 292—347 кВ; среднее значение напряжения 325 кВ; в 10 точках (7% общего количества подстанций) напряжение ниже 330 кВ. На рис. 1—3 приведены кривые распределения различных параметров по определенным интервалам или по числу элементов.

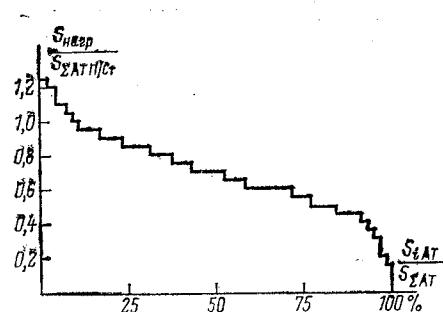


Рис. 2. Кривая распределения загрузки автотрансформаторов 330/110 кВ объединенной энергосистемы.

Кривые распределения плотности тока по линиям дают представление об использовании в энергосистеме линий одного и разных напряжений в различных районах страны; линий характерной группы (например линий выдачи мощности) по сравнению с остальными линиями этой ступени напряжения и др.

Кривые распределения выключателей по величинам токов короткого замыкания позволяют более обоснованно принимать решение о способах приведения в соответствие отключающей способности коммутационной аппаратуры и ожидаемых уровнях токов короткого замыкания, оценить объемы таких работ.

Обобщенные показатели, кроме общей характеристики режима, обеспечивают сопоставимость режимов, рассчитанных для разных районов страны, позволяют проследить характер изменения режима при изменении исходных данных.

Перечисленные обобщенные показатели можно назвать универсальными. Они определяются при анализе результатов практически всех видов расчетов, причем с использованием одних и тех же алгоритмов. Наряду с этими показателями для каждого вида расчетов применяются свои, специфические показатели. К ним можно, например, отнести:

в расчетах потокораспределения — поток мощности по сечению схемы (по группе связей), распределение суммарного потока мощности по сечению между отдельными, образующими это сечение линиями, перепады напряжения между источниками питания и наиболее удаленными от них узлами потребления (точками токораздела), потери активной и реактивной мощности во всей анализируемой схеме или ее частях, соотношение потоков активной и реактивной мощности в линиях электропередачи;

в расчетах токов короткого замыкания [Л. 2] — соотношение токов однофазного и трехфазного коротких замыканий, распределение суммарного тока по подпитывающим ветвям, скорости восстановления напряжения, удельный вес апериодической составляющей в суммарном токе короткого замыкания;

в расчетах устойчивости — предел устойчивости по сечению схемы, углы между векторами напряжений в узлах, лежащих по ходу перераспределения мощности между электростанциями.

Для определения специфических показателей почти в каждом случае требуется разработка своих алгоритмов, однако все они достаточно просты и, как правило, сводятся к некоторой выборке пара-

метров из массива результатов расчета и несложной их обработке.

Обобщенные показатели исходной схемы сети. Из общей массы исходной информации почти всегда можно выделить основные принятые условия расчета или допущения и часть цифровых показателей, которые определяют либо сами результаты расчета, либо отношение к ним анализирующего расчет специалиста.

Примером определяющей исходной информации могут служить: в расчетах установленных режимов — тип режима (нормальный или послеварийный, максимальный или минимальный и т. п.), принятый уровень нагрузки, мощности основных электростанций, состояние основных сетевых объектов, способ учета статических характеристик нагрузки, уровни напряжения в опорных точках, использование возможностей регулирования напряжения и др.; в расчетах токов короткого замыкания — принятное секционирование; в расчетах статической устойчивости — станции, между которыми производится основное перераспределение мощности, системы возбуждения ближайших к исследуемому сечению электростанций и т. д. Иногда достаточно привести данные только по изменению «узловых» исходных данных по сравнению с ранее выполненными расчетами. Выделение узловых исходных данных значительно облегчает восприятие и последующий анализ результатов расчета.

Поскольку значительная часть исходных данных для расчета перспективных схем носит вероятностный характер или является в большой мере неопределенной, часто возникает необходимость проведения ряда вариантовых расчетов для оценки «устойчивости» результатов расчета при «раскачивании» исходных данных в реальных пределах. Выбор характера и объема таких дополнительных расчетов может быть произведен только на основе выявления и рассмотрения узловых исходных данных.

Из цифровых показателей, дающих обобщенную количественную характеристику исходной схеме сети, наиболее простые: суммарная длина линий электропередачи по напряжениям, количество подстанций, количество и мощность трансформаторов по типам; средние длины участков линий между соседними подстанциями для сети в целом и ее отдельных районов, средние мощности подстанций и трансформаторов; суммарная активная и реактивная нагрузка подстанций, присоединенных к рассматриваемой сети (строго говоря, этот показатель является параметром режима, однако при анализе результатов расчета его удобнее рассматривать вместе с остальной исходной информацией о схеме сети).



При анализе большого количества схем могут потребоваться и более сложные обобщенные показатели сети: различные структурные соотношения в виде удельных весов элементов разных типов (удельный вес участков линий определенной длины, трансформаторов данной мощности и т. п.), кривых распределения, гистограмм; удельные показатели, связывающие длины линий и мощность трансформаторов между собой, с максимумом нагрузки или с установленной мощностью электростанций [км/(кВ·А), км/кВт].

Следует отметить одно очень важное требование к определению обобщенных показателей исходной схемы — все эти показатели должны определяться для сети, строго соответствующей административным или ведомственным границам (область, республика, сетевой район, энергосистема, объединение) либо для сети, выделяемой по техническим признакам (например сеть одной ступени напряжения). Только при таком подходе обеспечивается сопоставимость обобщенных показателей рассматриваемой схемы с отчетными и проектными данными, их эффективное использование для контроля и анализа исходной информации. Пренебрежение приведенным тезисом, в частности попытка выдавать в качестве исходной упрощенную или преобразованную схему сети, практически исключает возможность проверки исходной информации специалистом-технологом. Следствием этого нередко является настороженное и даже скептическое отношение опытных специалистов к использованию вычислительной техники, что безусловно снижает ее эффективность.

Алгоритмы определения обобщенных показателей исходной схемы очень просты и в вычислительном отношении никаких трудностей не представляют.

Отображение результатов расчета. Результаты расчета режима работы сети после их анализа представляются в виде таблиц или схем.

Таблицы содержат перечень заданных объектов и один или несколько параметров рассчитанного режима (объекты упорядочиваются по одному из параметров, например, перечень линий приводится в порядке убывания загрузки с разбивкой по напряжениям и т. п.).

На схемы сети наносятся параметры режима; при изображении схем обычно стремятся к сохранению относительного расположения объектов и выделению характерных участков схемы (сечений между энергосистемами, связей, обеспечивающих выдачу мощности крупной станции и т. п.).

Первая форма представляет наибольшие возможности для генерализации информации о результатах расчета, вторая позволяет, во-первых, воспринимать результаты во взаимосвязи всех параметров режима и всех элементов схемы, а, во-вторых, выявить грубые ошибки расчета (пропущенные при кодировке линии, отсутствие подпиток при расчете токов короткого замыкания и т. п.).

При создании информационно-вычислительных систем, по-видимому, следует предусматривать возможность выдачи результатов по любой из указанных форм.

В применяемых программах электрических расчетов форма выдачи результатов расчета при

использовании ЦВМ во многом определяется возможностью выходных устройств ЦВМ и до недавнего времени представляла набор чисел, расположенных в определенном порядке. С появлением алфавитно-цифровой печати чисто числовая информация стала снабжаться пояснительными надписями, облегчающими поиск интересующих параметров в общем массиве результатов.

Исходные данные выводятся на печать вместе с результатами контроля, но форма выдачи повторяет форму задания и неудобна для анализа как собственно исходных данных, так и впоследствии результатов расчета с учетом исходных данных. Инженеру-технологу ЦВМ представляет данные в виде параметров расчетной схемы, а не параметров электрической системы, что практически исключает использование распечатки исходных данных при анализе результатов расчета.

Выдача исходных данных в виде параметров схемы замещения необходима вычислителю для контроля подготовки исходных данных и выполнения расчета. Инженеру-технологу информация об исходных данных должна выдаваться в натуральном виде (с указанием длин и сечений линий, мощностей трансформаторов и т. п.).

Имеются только отдельные попытки облегчить анализ исходных данных (переложить его на ЦВМ). Так, например, используется достаточно простой принцип сравнения отдельных параметров расчетной схемы с возможным диапазоном значений. И даже такой простой машинный анализ значительно облегчает подготовку, выполнение и рассмотрение результатов расчета режима для схем большого объема.

Изложенные выше соображения позволяют уже сейчас сформулировать отдельные требования к машинным методам анализа результатов расчета режима энергосистемы. Программы расчета режимов должны обеспечивать:

выдачу на печать подробной характеристики анализируемого режима;

выделение из массивов исходных данных и результатов расчета необходимой информации и представление ее в удобном для анализа виде (таблицы с упорядоченными перечнями объектов, кривые);

определение различных обобщенных показателей исходной схемы сети и результатов произведенного расчета;

сравнение отдельных параметров режима с допустимым их значением и выдачу на печать сведений о точках, где эти параметры выходят за допустимые значения;

представление специалисту-технологу информации о проделанном расчете в несколько приемов с разной степенью детализации на разных ступенях отображения; например, представление в первую очередь характеристики проделанного расчета и обобщенных показателей исходной схемы и рассчитанного режима, во вторую — отклонений параметров режима от допустимых или заданных, рекомендации по их устранению, в третью — представление всей исходной информации и всех результатов расчета;

подготовку вариантов возможных решений по результатам расчета.

Реализация указанных требований может осуществляться как путем исправления существующих программ, так и путем разработки специальных дополнительных блоков (программ). Эти блоки должны разрабатываться как элементы информационно-вычислительной системы, обеспечивающей автоматический переход от задания максимума нагрузки и списка электрических станций и сетевых объектов

к проанализированным результатам электрических расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Темников Ф. Е., Афонин В. И., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники. М., «Энергия», 1971.

2. Ершевич В. В., Кинер Г. Р., Кривушкин Л. Ф. Влияние уровня токов короткого замыкания на выбор оптимального развития электрических сетей. — «Электрические станции», 1972, № 7.

[27.7.1976]



УДК 621.311.018.51.001.24

Автоматическая частотная разгрузка как средство ресинхронизации энергосистем

Канд. техн. наук РАБИНОВИЧ Р. С.

Москва

Развитие энергетики нашей страны идет по пути объединения энергосистем, создания крупных энергообъединений (ОЭС) и Единой энергетической системы СССР (ЕЭС). По мере объединения энергосистем и увеличения их мощности вероятность общего глубокого снижения частоты уменьшается. Анализ случаев работы автоматической частотной разгрузки (АЧР) за 1970—1975 гг. показывает (таблица), что подобные возмущения составляют незначительную долю (1,5%) от общего числа нарушений, приведших к срабатыванию разгрузки.

Показатели работы АЧР за 1970—1975 гг.

Виды нарушений	ОЭС и энергосистемы, входящие в ОЭС или ЕЭС СССР			Всего по отдельным видам нарушений
	ОЭС	энергосистемы и/or генераторы	район энерго-системы	
Нарушения, сопровождавшиеся выпадением из синхронизма электростанций, районов, энергосистем, ОЭС	9	94	145	—
Число случаев работы АЧР*				248
В процентах**	1	13	19,5	—
Нарушения с сохранением синхронной работы ОЭС или с отделением районов и энергосистем при разрыве связи	4	104	320	61
Число случаев работы АЧР*				489
В процентах**	0,5	14	43,5	8,5
Всего по отдельным структурным подразделениям				66,5
Число случаев работы АЧР*	13	198	465	61
В процентах**	1,5	27	63	8,5
				737
				100

* Каждый случай отмечает факт срабатывания АЧР независимо от числа срабатывших устройств разгрузки.

** Об общего числа случаев работы АЧР.

В то же время прямым следствием создания крупных энергообъединений является увеличение числа узлов, районов и энергосистем, имеющих дефицит активной мощности и получающих ее по электрическим связям с энергообъединением. В этих условиях повышается вероятность возникновения больших местных дефицитов мощности и глубокого снижения частоты при аварийном отделении узлов, районов или энергосистем от энергообъединения или их выпадении из синхронизма.

Как видно из таблицы, подавляющее большинство (90%) возмущений, приведших к срабатыванию АЧР, имеет такой характер. Аналогичные аварийные ситуации возникают при отключении единственной связи района (энергосистемы) с энергообъединением, последовательном отключении нескольких связей из-за перегрузки, нарушения устойчивости, при разделении энергообъединения на части и т. д.

Анализ данных таблицы показывает, что значительная часть нарушений нормальной работы дефицитных районов и энергосистем (33,5%) сопровождается их выпадением из синхронизма. Наиболее частыми причинами нарушения устойчивости являются отключения одной из параллельных линий связи с энергообъединением или возникновение дефицита в приемной энергосистеме (районе) из-за отключения на электростанции генератора, котла, турбины (80% случаев нарушения синхронизма). Наблюдались также случаи нарушения статической устойчивости из-за превышения предела передаваемой мощности по связи с энергообъединением из-за возникновения дефицита реактивной мощности (потеря возбуждения генератора, отключение синхронного компенсатора и т. д.), случаи нарушения синхронной динамической устойчивости из-за тяжелых коротких замыканий, отказа основных защит, неисправности оборудования и т. д.

Одним из путей, позволяющим быстро восстановить нормальную работу выпавшей из синхронизма дефицитной энергосистемы, является ее ресинхронизация. При этом наиболее эффективным и быстрым мероприятием для осуществления ресинхрони-

зации является АЧР. Отключение части нагрузки с помощью АЧР после нарушения устойчивости или в процессе несинхронного автоматического повторного включения позволяет поднять частоту, обеспечить ресинхронизацию дефицитной энергосистемы и тем самым восстановить ее нормальный режим за время от нескольких секунд до 30 с. В то же время при отделении энергосистемы и последующем действии АЧР синхронизация энергосистемы с энергообъединением занимает 10—15 и более минут. Нужно к тому же учесть, что для обеспечения ресинхронизации необходимо отключить меньший объем потребителей, чем для синхронизации после отделения дефицитной энергосистемы.

Безусловно, ориентация на ресинхронизацию возможна только в условиях, когда кратковременный асинхронный режим допустим. Анализ нарушений устойчивости, сопровождавшихся работой АЧР (таблица), показал, что в подавляющем большинстве случаев асинхронный режим имел место в сетях 110—220 кВ, где наиболее часто применяются кратковременные асинхронные режимы для быстрого восстановления нормальной работы энергосистемы. В среднем за год наблюдается около 60 случаев нарушения синхронизма с работой АЧР. Даже если ресинхронизация с помощью АЧР целесообразна в 30—50% аварийных ситуаций, она может дать большой экономический эффект.

На рис. 1 в качестве примера приведены полученная в условиях эксплуатации осциллограмма процесса ресинхронизации дефицитного района в результате действия АЧР и кривая изменения частоты в переходном процессе, построенная по осциллограмме.

В районе, связанном с энергообъединением линии 220 кВ, работали три тепловые электростанции суммарной мощностью 90 МВт, нагрузка района 119 МВт, переток активной мощности из крупного энергообъединения составлял 29 МВт. Нарушение устойчивости района произошло в результате затянувшегося короткого замыкания ($t_{k,3} = 1,52$ с) на одной из отходящих линий района. Во время асинхронного хода сработали несколько первых очередей АЧР (с уставками 48,0—48,5 Гц, 0,5 с) суммарным объемом около 20 МВт, что после 9 циклов асинхронного хода на седьмой секунде обеспечило втягивание района в синхронизм.

При отделении района после нарушения синхронизма для восстановления параллельной работы с энергообъединением необходимо отключить от АЧР и вручную около 30 МВт нагрузки. При этом, как показал опыт ликвидации аварий при разрыве электропередачи в этом районе, такой процесс занимал около 20 мин.

При применении АЧР как средства ресинхронизации возникает необходимость в методике расчета разгрузки по условиям результирующей устойчивости, т. е. в методике выбора уставок, места установки устройств, объемов разгрузки. Применявшиеся ранее методы расчета ресинхронизации с учетом АЧР [Л. 1 и 2] позволяли лишь ориентировочно оценить действие и эффективность разгрузки в этих условиях. В статье приводится такая методика для случая асинхронного режима в схемах, которые могут быть сведены к двухмашинной (та-

ких случаев большинство). Поскольку на ресинхронизацию при многочастотных асинхронных режимах обычно не ориентируются, вопрос расчета АЧР для таких случаев не рассматривается.

Как правило, мощность дефицитной энергосистемы (района) значительно меньше мощности всего энергообъединения, поэтому при расчетах ресинхронизации можно не учитывать изменение частоты энергообъединения. Рассмотрим дефицитную энергосистему 1, представленную эквивалентным генератором с э. д. с. E' за переходным сопротивлением x'_d , работающую несинхронно по электрической связи с энергообъединением большой мощности 2 (рис. 2).

Оценка условий ресинхронизации при работе АЧР может быть выполнена по известному практическому критерию:

$$S_{\text{ср.уст}} \leq S_{\text{ср.доп}}, \quad (1)$$

где $S_{\text{ср.уст}}$ и $S_{\text{ср.доп}}$ — соответственно среднее установившееся и среднее допустимое в асинхронном режиме скольжение дефицитной энергосистемы (отн. ед.).

Величина $S_{\text{ср.уст}}$ может быть определена следующим образом. Если принять, что при снижении частоты $S_{\text{ср.уст}} > 0$, то в установившемся асинхронном режиме выполняется условие:

$$P_{11}(1 - k_n S_{\text{ср.уст}}) = P_t + P'_{\text{т.исх}} + P'_{\text{т.ном}} \frac{S_{\text{ср.уст}}}{\sigma} + P_{\text{ас}}, \quad (2)$$

причем

$$0 \leq P'_{\text{т.исх}} + P'_{\text{т.ном}} \frac{S_{\text{ср.уст}}}{\sigma} \leq P'_{\text{т.ном}}. \quad (3)$$

Здесь в относительных единицах: P_{11} — собственная мощность дефицитной энергосистемы; P_t — мощность турбин, не имеющих вращающегося резерва; $P'_{\text{т.исх}}$ — исходная мощность турбин, имеющих вращающийся резерв; $P'_{\text{т.ном}}$ — номинальная мощность турбин, имеющих вращающийся резерв; $P_{\text{ас}}$ — асинхронная мощность; k_n — регулирующий эффект нагрузки; σ — статизм регуляторов скорости турбин, имеющих вращающий резерв мощности. Если обозначить величину вращающегося резерва через $\Delta P_{\text{рез}}$, то

$$P'_{\text{т.ном}} = P'_{\text{т.исх}} + \Delta P_{\text{рез}}. \quad (4)$$

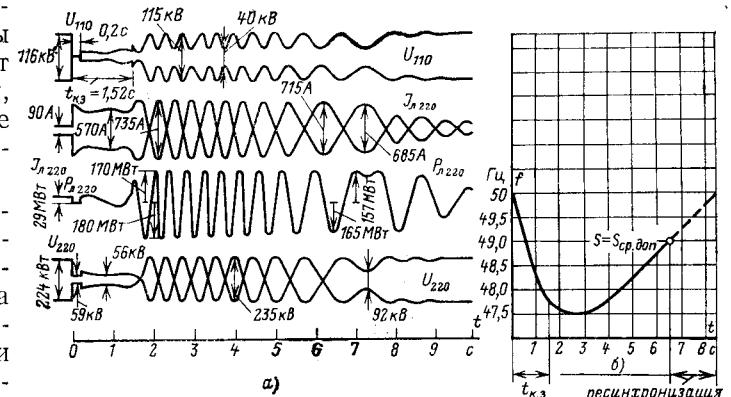


Рис. 1. Торможение и ресинхронизация дефицитного района
после затяжного к. з. ($t_{k,3} = 1,52$ с).
а — осциллограмма процесса; б — зависимость $S_{\text{ср.п}} = \varphi(t)$.

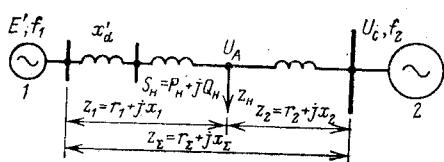


Рис. 2. Эквивалентная двухмашинная схема.

Если рассматривать только режимы с пониженной частотой ($s_{\text{ср.уст}} > 0$), то (3) можно записать так:

$$0 \leq P'_{\text{т.ном}} \frac{s_{\text{ср.уст}}}{\sigma} \leq \Delta P_{\text{рез}}. \quad (5)$$

Из (2) — (4) получим:

$$\begin{aligned} s_{\text{ср.уст}} &= \frac{P_{11} - P_{\text{ac}} - P_{\text{т}} - P'_{\text{т.исх}}}{P_{11}k_{\text{н}} + P'_{\text{т.ном}} \frac{1}{\sigma}} = \\ &= \frac{P_{11} - P_{\text{ac}} - P_{\text{т}} - P'_{\text{т.исх}}}{P_{11}k_{\text{н}} + (P'_{\text{т.исх}} + \Delta P_{\text{рез}}) \frac{1}{\sigma}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Выражение (6) справедливо, если $s_{\text{ср.уст}}$ таково, что соблюдается условие (5). Если же снижение частоты таково, что вращающийся резерв мощности мобилизован полностью, т. е.

$$P'_{\text{т.ном}} \frac{s_{\text{ср.уст}}}{\sigma} > \Delta P_{\text{рез}},$$

то выражение для $s_{\text{ср.уст}}$ запишется в виде:

$$s_{\text{ср.уст}} = \frac{P_{11} - P_{\text{ac}} - P_{\text{т}} - P'_{\text{т.исх}} - \Delta P_{\text{рез}}}{P_{11}k_{\text{н}}}. \quad (7)$$

На рис. 3 по (6) и (7) построены зависимости $s_{\text{ср.уст}} = f(\sigma)$ для случая, когда $P_{\text{т}} = \text{const}$, $P'_{\text{т.исх}} = \text{const}$, а $P'_{\text{т.ном}}$ — различна (и, следовательно, различные значения $\Delta P_{\text{рез}}$). Как видно из рис. 3, в тех случаях, когда отклонение частоты таково, что вращающийся резерв мощности полностью реализован (участки ab), $s_{\text{ср.уст}}$ не зависит от σ . Когда же вращающийся резерв мощности полностью не реализован (участки bb'), $s_{\text{ср.уст}}$ увеличивается с ростом σ .

Естественно, что чем больше при одном и том же $P_{\text{т}}$ значение $\Delta P_{\text{рез}}$, тем меньше $s_{\text{ср.уст}}$. Как следует из (6) и (7), $s_{\text{ср.уст}}$ будет тем больше, чем больше P_{11} и меньше $k_{\text{н}}$. Значение $s_{\text{ср.доп}}$ рассчитывается по известному выражению

$$\begin{aligned} s_{\text{ср.доп}} &= 5,65 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{P_{12}}{\tau_j}} = \\ &= 5,65 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{E'U_c}{\tau_j z_{12}}}, \end{aligned} \quad (8)$$

где в относительных единицах: P_{12} — взаимная мощность дефицитной энергосистемы и энергообъединения; U_c — напряжение на шинах энергообъединения; z_{12} — взаимное сопротивление; τ_j — постоянная механической инерции дефицитной энергосистемы, с.

Асинхронная мощность может быть приближенно рассчитана по выражению [Л. 1]:

$$P_{\text{ac}} \approx \left(\frac{x'_d}{z_{12}} \right)^2 U_c^2 P_{\text{ac.ном}}, \quad (9)$$

где номинальная асинхронная мощность $P_{\text{ac.ном}}$ равна 1,5—2,0 при преобладании в дефицитной энергосистеме тепловых станций; 0,4—0,5 — при преобладании гидростанций с генераторами без демпферных контуров и около 1 для гидрогенераторов с демпферными контурами. Более точно P_{ac} может быть рассчитана по [Л. 1].

При $\frac{x_{\Sigma} - x'_d}{x'_d} > 10$ величиной P_{ac} можно пренебречь.

При выпадении из синхронизма дефицитная энергосистема тормозится под воздействием мощности P_{11} , которая определяется мощностью нагрузки (причем в асинхронном режиме на дефицитную энергосистему «ложится» только ее часть, тем меньшая, чем ближе электрически нагрузка к шинам передающего энергообъединения) и активными потерями в сети $P_{\text{пот}}$.

Мощность, потребляемая нагрузкой в асинхронном режиме, зависит от многих факторов: состава нагрузки, характеристик механизмов, приводимых во вращение двигателями, электрического расположения нагрузки, настройки защит на двигателях, длительности цикла асинхронного хода и т. д. Как показали многочисленные натурные испытания работы комплексной нагрузки в асинхронном режиме [Л. 4], при снижении напряжения в узлах нагрузки ниже $0,5U_{\text{ном}}$ происходит отключение 25—40% нагрузки из-за отпадания магнитных пускателей и действия защит минимального напряжения, в то время как при более высоких значениях минимального напряжения этого явления не наблюдается.

Точный расчет мощности узла нагрузки в асинхронном режиме требует детального анализа его работы. Для приближенных расчетов ресинхронизации, как показали проведенные исследования и анализ опыта эксплуатации, могут быть приняты следующие допущения. Если нагрузка в точке А (рис. 2) замещается при расчете постоянной мощностью $P_{\text{н}}$, то

$$P_{11} \approx P'_{\text{н}} + P_{\text{пот}} \approx \frac{P_{\text{н}}x_2}{x_1 + x_2} + \frac{E'^2 r_{\Sigma}}{z^2_{\Sigma}}. \quad (10)$$

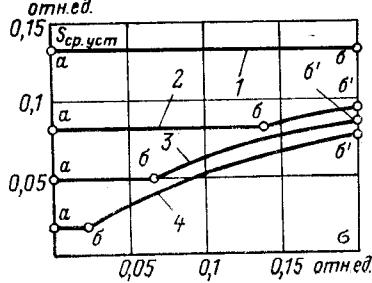
Если нагрузка в точке А (рис. 2) замещается при расчетах постоянным сопротивлением $z_{\text{н}}$, то

$$P_{11} = \frac{E'^2 r_{11}}{z^2_{11}}, \quad (11)$$

где $z_{11} = r_{11} \pm jx_{11}$ — собственное сопротивление дефицитной части.

Как показали исследования, замещение нагрузки постоянной мощностью $P_{\text{н}}$, в большинстве слу-

Рис. 3. Зависимость среднего установившегося скольжения от σ при различных значениях вращающегося резерва ($P_{11} = 1,2$; $P_{\text{т}} = 0,65$; $P'_{\text{т.исх}} = 0,1$; $P_{\text{ac.ном}} = 0,05$; $k_{\text{н}} = 2,5$).
1 — $\Delta P_{\text{рез}} = 0$, $P'_{\text{т.ном}} = 0,1$;
2 — $\Delta P_{\text{рез}} = 0,15$, $P'_{\text{т.ном}} = 0,25$;
3 — $\Delta P_{\text{рез}} = 0,25$, $P'_{\text{т.ном}} = 0,35$;
4 — $\Delta P_{\text{рез}} = 0,35$, $P'_{\text{т.ном}} = 0,45$.



чаев дающее определенный запас в объеме АЧР, целесообразно применять, если в энергосистеме (районе) преобладает двигательная нагрузка и минимальное напряжение в узлах нагрузки в асинхронном режиме $U_{\min} \geq 0.5 U_{\text{ном}}$, где

$$U_{\min} \approx E' \frac{x_2}{x_1 + x_2} - U_c \frac{x_1}{x_1 + x_2}. \quad (12)$$

При преобладании статической нагрузки (печи сопротивления, освещение и т. д.), а также при любом виде нагрузки и $U_{\min} \leq 0,5 U_{\text{ном}}$ целесообразно при расчетах ресинхронизации замещать нагрузку постоянным сопротивлением

$$z_h = \frac{U^2 A}{S_h} (\cos \varphi_h + j \sin \varphi_h) = \text{const.} \quad (13)$$

Следует обратить внимание, что значение P_{ii} существенно увеличивается при наличии линий с большим активным сопротивлением из-за потерь мощности, что особенно характерно для линий напряжением 110 кВ и ниже (рис. 4) [Л. 8].

Для передающей энергосистемы большой мощности $f_2=50$ Гц, тогда частота дефицитной энергосистемы

$$f_1 = f_2 (1 - s_{\text{cp}, \text{vct}}) = 50 (1 - s_{\text{cp}, \text{vct}}). \quad (14)$$

Если несинхронно работающие энергосистемы имеют соизмеримые мощности, то при расчете частоты f_1 следует принимать во внимание изменение частоты f_2 передающей (избыточной) части энергосистемы [Л. 1 и 2].

Для оценки условий ресинхронизации прежде всего необходимо проверить условие (1) без учета срабатывания АЧР. Если условие ресинхронизации выполняется, то в отключении нагрузки от АЧР для ресинхронизации нет необходимости (оно может быть использовано, например, для сокращения длительности асинхронного хода).

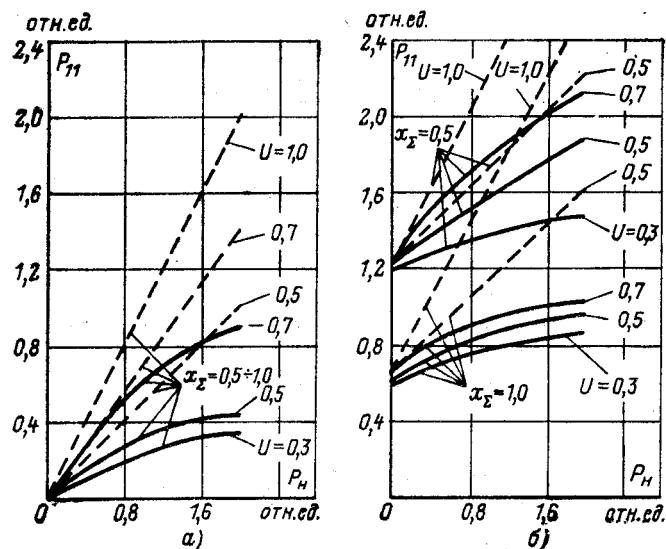


Рис. 4. Зависимость собственной мощности дефицитной энергосистемы от величины нагрузки и ее расположения $P_{11} = \Phi(P_{\text{н}})$

$$\left(U_1 = E' \frac{x_2}{x_1 + x_2}; \quad E' = 1,15; \quad \cos \varphi_{11} = 0,9 \right).$$

$$a - r_{\Sigma} / x_{\Sigma} = 0; \quad \delta - r_{\Sigma} / x_{\Sigma} = 0,6.$$

$$\underline{\underline{z_1 = U^2 A / S_1 = \text{const}}}; \quad \underline{\underline{P_1 = \text{const}}}.$$

Если условие ресинхронизации (1) не выполняется, то может быть целесообразным отключение части нагрузки от АЧР. Для этой цели необходимо определить, какие очереди АЧР (с какими уставками и в каких узлах расположенные), выбранные в соответствии с [Л. 3] по условиям ликвидации общесистемных и местных дефицитов (без асинхронного режима), будут срабатывать при асинхронном режиме.

Как было показано в [Л. 6], срабатывание АЧР в асинхронном режиме зависит от частот несинхронно работающих частей, местоположения устройств (электрической удаленности от центра качаний и э. д. с. дефицитной энергосистемы), их уставок по частоте и времени. В [Л. 3 и 6] приведены области срабатывания устройств АЧР, выполненных на базе индукционного и полупроводникового реле понижения частоты при различных значениях всех этих параметров.

Рассчитав частоты f_1 и f_2 и зная уставки и местоположение устройств АЧР, по областям [Л. 3 и 6] можно определить, какие из них будут срабатывать при асинхронном режиме. Если какие-то очереди АЧР срабатывают, необходимо проверить условие ресинхронизации (1) с учетом отключения части нагрузки этими очередями. Если мощность потребителей, подключенных к очередям АЧР, срабатывающим при асинхронном ходе, недостаточна для ресинхронизации энергосистемы, следует увеличить число срабатывающих очередей путем изменения их уставок по частоте и времени или их местоположения, или тем и другим способом одновременно. Если с помощью очередей, выбранных в соответствии с [Л. 3] по условиям ликвидации дефицита мощности (без асинхронного режима), обеспечить ресинхронизацию не удается, может быть рассмотрен вопрос об установке дополнительных очередей, уставки и величины мощностей которых должны обеспечить выполнение условий ресинхронизации.

При корректировке параметров АЧР по условиям ресинхронизации или установке по этим условиям дополнительных очередей АЧР следует следить за тем, чтобы действие этих устройств не нарушало правильности работы АЧР во всех авариях с понижением частоты без возникновения асинхронного режима. Например, если по условиям ресинхронизации необходимо обеспечить частоту в дефицитной части системы более 48,5—48,8 Гц (выше уставок АЧРI и АЧРII), то в условиях выполнения современной системы разгрузки, когда мощность, подключенная к каждой из большого числа очередей АЧР, мала [Л. 3], может потребоваться подъем уставок АЧР по частоте выше верхних пределов. Простой подъем уставок по частоте делать нецелесообразно, поскольку такие очереди при синхронной работе энергосистемы будут срабатывать раньше всех остальных очередей и отключать потребителей при допустимых уровнях частоты. Для этой цели целесообразно применять схемы с автоматическим подъемом уставок возврата АЧРII при их запуске.

Применение АЧР как средства ресинхронизации наиболее эффективно, если дефицитная энергосистема связана с энергообъединением линиями с не-

значительным активным сопротивлением (линии напряжением 154 кВ и выше). В этом случае отключение части нагрузки от АЧР может существенно улучшить условия ресинхронизации. При больших активных сопротивлениях линий (ряд линий напряжением 110 кВ и ниже, имеющих $r_s/x_s > 0,3$) потери активной мощности в асинхронном режиме могут быть значительными, в результате чего в ряде случаев отключение даже существенной части нагрузки не обеспечивает успешной ресинхронизации [Л. 8]. В этих условиях ориентация на АЧР как средство ресинхронизации нецелесообразна, и более эффективной может быть автоматика прекращения асинхронного хода, разделяющая несинхронно работающие части с последующей работой АЧР в отдельившемся районе.

В качестве примера можно привести имевший место в эксплуатации случай нарушения устойчивости дефицитного района, связанного с энергоблоком объединением линиями 110 и 220 кВ. Из-за большого активного сопротивления линии 110 кВ (длина около 100 км) и значительного наброса мощности на нее (в результате отключения обеих систем шин подстанции 220 кВ) при возникшем асинхронном режиме активные потери составили около 50% генерируемой мощности района (около 20% его нагрузки). Наличие таких больших потерь существенно снизило эффект от действия АЧР и послужило при отсутствии автоматики прекращения асинхронного хода одной из причин развития аварийной ситуации, при этом частота за 2 с снизилась до 46 Гц, а за 10 с — до 42 Гц.

В районах с большой мощностью синхронных компенсаторов (свыше 30% мощности генераторов) дополнительные потери в активных сопротивлениях ухудшают условия ресинхронизации.

В подобных случаях целесообразно временно отключать синхронные компенсаторы (или снимать их возбуждение) с обратным их включением после ресинхронизации. При этом выдержки времени АЧР и автоматики, отключающей компенсаторы, должны быть соответствующим образом согласованы [Л. 7].

Если устройства АЧР в асинхронном режиме срабатывают и после отключения нагрузки ресинхронизация обеспечивается, длительность асинхронного хода с определенным запасом может быть приближенно рассчитана по выражению

$$t_{a.x} \approx \frac{\tau_j s_{\text{ср.уст}}}{\Delta P_{11}}, \quad (15)$$

где $\Delta P_{11} = P_{11(\text{без АЧР})} - P_{11(\text{с АЧР})}$ — изменение собственной мощности дефицитной энергосистемы в результате действия АЧР; $s_{\text{ср.уст}}$ — среднее установленное скольжение при отсутствии АЧР.

Для более точного расчета длительности асинхронного хода необходимо построить зависимость изменения скольжения (частоты) дефицитной энергосистемы во времени $s_{\text{ср.уст}} = \varphi(t)$ при работе АЧР.

Расчеты ресинхронизации по описанной методике, выполненные для ряда энергосистем и районов, их сопоставление с результатами экспериментов, анализ случаев нарушения устойчивости дефицит-

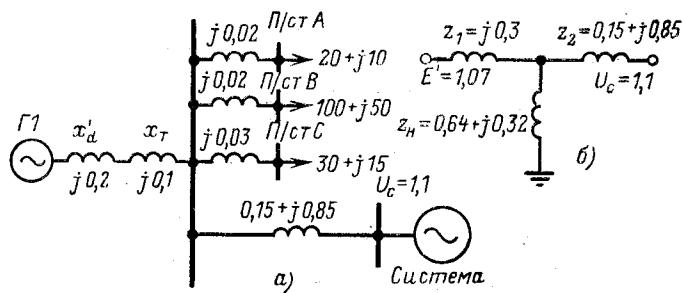


Рис. 5. Принципиальная схема (а) и схема замещения (б) дефицитного района.

ных энергосистем показали ее эффективность и достоверность.

В настоящее время АЧР как средство ресинхронизации и повышения надежности работы потребителей дефицитных энергоблоков успешно применяется в ряде энергосистем страны.

Пример. В дефицитном энергорайоне (рис. 5,а), состоящем из тепловой электростанции I и нагрузок и работающем параллельно с энергосистемой большой мощности, на подстанциях A , B и C установлены очереди АЧР со следующими уставками и объемами разгрузки:

на п/ст A : $f_{A1}=48,5$ Гц, $t_{A1}=0,5$ с, $P_{A1}=10$ МВт;

$f_{A2}=48,5$ Гц, $t_{A2}=15$ с, $P_{A2}=10$ МВт;

на п/ст B : $f_{B1}=46,8$ Гц, $t_{B1}=0,5$ с, $P_{B1}=16$ МВт;

$f_{B2}=46,5$ Гц, $t_{B2}=0,5$ с, $P_{B2}=24$ МВт;

на п/ст C : $f_{C1}=47,6$ Гц, $t_{C1}=0,5$ с, $P_{C1}=5$ МВт;

$f_{C2}=48,5$ Гц, $t_{C2}=10$ с, $P_{C2}=12$ МВт.

Все очереди выполнены на базе индукционного реле частоты ИВЧ-3. Параметры электростанции следующие: $S_{\text{ном}}=117,5$ МВ·А, $P_t=100$ МВт, резерв мощности отсутствует, $\tau_j=10$ с, $P_{\text{ас.ном}}=2$ отн. ед. Параметры сети приведены к $S_{\text{ном}}$ электростанции, нагрузки указаны на схеме, $k_n=2,5$.

Возможен асинхронный ход района относительно энергосистемы. Требуется определить условия ресинхронизации и оценить параметры АЧР по условиям результирующей устойчивости.

Расчет исходного электрического режима дает значение $E'=1,07$. Схема рис. 5,а может быть приведена к эквивалентной (рис. 5,б). Минимальное напряжение на нагрузке в асинхронном режиме

$$U_{\text{min}} \approx E' \frac{x_2}{x_1 + x_2} - U_c \frac{x_1}{x_1 + x_2} = \\ = 1,07 \frac{0,85}{0,3 + 0,85} - 1,1 \frac{0,3}{0,3 + 0,85} = 0,504.$$

Поскольку $U_{\text{min}} > 0,5$, замещаем нагрузку при расчетах ресинхронизации постоянной мощностью. Тогда

$$P_n = P'_n + P_{\text{пот}}; \\ P'_n = 150 \frac{0,85}{0,85 + 0,3} = 111 \text{ МВт} (0,945 \text{ отн. ед.}); \\ P_{\text{пот}} = \frac{E'^2 r_{\Sigma}}{z_{\Sigma}^2} = \frac{1,07^2 \cdot 0,15}{1,19^2} = 0,121; \\ P_{11} = 0,945 + 0,121 = 1,066; \\ \dot{z}_{12} = \dot{z}_1 + \dot{z}_2 + \frac{\dot{z}_1 \dot{z}_2}{z_H} = \\ = j0,3 + 0,15 + j0,85 + \frac{j0,3 (0,15 + j0,85)}{0,64 + j0,32} = 1,3 e^{j90^\circ}; \\ P_{12} = \frac{E' U_c}{z_{12}} = \frac{1,07 \cdot 1,1}{1,3} = 0,907; \\ P_{\text{ac}} \approx \left(\frac{x'_d}{z_{12}} \right)^2 U_c^2 P_{\text{ac.ном}} = \left(\frac{0,2}{1,3} \right)^2 \cdot 1,1^2 \cdot 2 = 0,05.$$

Проверяем условия ресинхронизации при отсутствии АЧР:

$$s_{\text{ср.уст}} = \frac{P_{11} - P_{\text{т}} - P_{\text{ac}}}{P_{11} k_{\text{н}}} = \frac{1,066 - 0,85 - 0,05}{1,066 \cdot 2,5} = 0,0625 \text{ (6,25%);}$$

$$s_{\text{ср.доп}} = 5,65 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{P_{11}}{\tau_j}} = 5,65 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{0,907}{10}} = 0,017 \text{ (1,7%).}$$

Поскольку $s_{\text{ср.уст}} > s_{\text{ср.доп}}$, ресинхронизация без применения АЧР не обеспечивается. Определим, будут ли очереди АЧР, установленные на подстанциях *A*, *B*, *C*, срабатывать при асинхронном режиме.

Частота энергосистемы большой мощности $f_2 = 50$ Гц. Частота дефицитного района

$$f_1 = f_2 (1 - s_{\text{ср.уст}}) = 50 (1 - 0,0625) = 46,875 \text{ Гц.}$$

Для всех очередей АЧР, установленных на подстанциях *A*, *B*, *C*, ввиду малой величины сопротивлений линий от подстанции *D* до этих подстанций можно считать:

$$U_1 \approx E' \frac{x_2}{x_1 + x_2} = 1,07 \frac{0,85}{0,3 + 0,85} = 0,79.$$

Используя области срабатывания АЧР в асинхронном режиме, приведенные в [Л. 3 и 6], видим, что при таких значениях f_1 , f_2 и U_1 очереди АЧР на подстанциях *A* и *C* срабатывают, а очереди АЧР на подстанции *B* нет. Суммарная мощность, подключенная к сработавшим очередям АЧР, составляет 15 МВт.

Определим, происходит ли ресинхронизация после действия АЧР на подстанциях *A* и *C*. После ее срабатывания остается нагрузка

$$P_{\text{н}} = 150 - 15 = 135 \text{ МВт;}$$

$$P'_{\text{н}} = 135 \frac{0,85}{0,85 + 0,3} = 100 \text{ МВт (0,85 отн. ед.);}$$

$$P_{\text{пот}} = 0,121; P_{11} = 0,85 + 0,121 = 0,971; P_{\text{ac}} \approx 0,05;$$

$$s_{\text{ср.уст}} = \frac{0,971 - 0,85 - 0,05}{0,971 \cdot 2,5} = 0,029 \text{ (2,9%),}$$

т. е. после действия АЧР частота восстанавливается до

$$f_1 = 50 (1 - 0,029) = 48,55 \text{ Гц.}$$

Поскольку $s_{\text{ср.уст}} > s_{\text{ср.доп}}$, после срабатывания АЧР ресинхронизация не произойдет. Дефицитная энергосистема может втянуться в синхронизм только после действия очередей АЧР II, т. е. через 12–18 с после возникновения дефицита. Если ориентироваться на ресинхронизацию только после работы АЧР II, необходимо проверить, сработают ли эти очереди после срабатывания очередей АЧР I. Для их срабатывания, очевидно, необходимо обеспечить изменение уставок возврата АЧР II до значений, обеспечивающих ресинхронизацию (49,5–50 Гц). Суммарный объем АЧР II составляет 22 МВт.

Величина оставшейся после работы АЧР в асинхронном режиме нагрузки

$$P_{\text{н}} = 150 - 37 = 113 \text{ МВт;}$$

$$P'_{\text{н}} = 113 \frac{0,85}{0,85 + 0,3} = 83 \text{ МВт (0,71 отн. ед.);}$$

$$P_{\text{пот}} = 0,121; P_{11} = 0,71 + 0,121 = 0,831; P_{\text{ac}} \approx 0,05;$$

$$s_{\text{ср.уст}} = \frac{0,831 - 0,85 - 0,05}{0,831 \cdot 2,5}.$$

Поскольку $P_{11} < P_{\text{т}} + P_{\text{ac}}$, ресинхронизация заведомо обеспечивается.

При необходимости для ускорения ресинхронизации только за счет действия очередей АЧР I можно несколько поднять уставку по частоте очереди АЧР I на подстанции *B* с 46,8 Гц до 47,5–47,7 Гц, что обеспечит ее срабатывание.

Тогда суммарная мощность, отключаемая очередями АЧР I, составит 31 МВт, а оставшаяся после работы АЧР I нагрузка

$$P_{\text{н}} = 150 - 31 = 119 \text{ МВт;}$$

$$P'_{\text{н}} = 119 \frac{0,85}{0,3 + 0,85} = 88 \text{ МВт (0,75 отн. ед.);}$$

$$P_{\text{пот}} = 0,121; P_{11} = 0,75 + 0,121 = 0,871; P_{\text{ac}} \approx 0,05;$$

$$s_{\text{ср.уст}} = \frac{0,871 - 0,85 - 0,05}{0,871 \cdot 2,5}.$$

Поскольку $P_{11} < P_{\text{т}} + P_{\text{ac}}$, ресинхронизация после действия АЧР I обеспечивается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Портной М. Г. Ресинхронизация в энергосистемах после несинхронного АПВ. Информационные материалы ВНИИЭ. М. — Л., Госэнергоиздат, 1961, № 66, 80 с.
- Хачатуров А. А. Несинхронные включения и ресинхронизация в энергосистемах. М., «Энергия», 1969. 216 с.
- Методические указания по автоматической частотной разгрузке. СЦНТИ ОРГРЭС. М., 1972. 67 с. Авт.: Е. Д. Зейлидзон, С. А. Соловьев, Г. Д. Бутин и др.
- Горбунова Л. М. Исследование устойчивости нагрузки энергосистем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1974. 24 с. (МЭИ).
- Противоаварийный циркуляр П-3/59 «О предотвращении повреждений синхронных компенсаторов при работе в асинхронном режиме». БТИ ОРГРЭС, М., 1959.
- Рабинович Р. С. Анализ действия автоматической частотной разгрузки при асинхронных режимах в энергосистемах. — «Электричество», 1969, № 3, с. 16–21.
- Рабинович Р. С. Об учете влияния синхронных компенсаторов на действие АЧР при асинхронных режимах в энергосистемах. — «Труды ВНИИЭ», М., «Энергия», 1970, вып. 37, с. 87–99.
- Рабинович Р. С. Условия и способы ресинхронизации дефицитных энергосистем. — «Труды ВНИИЭ», М., «Энергия», вып. 46, с. 80–93.

[17.6.1976]

УДК 621.315.624.015.1

Оценка распределения напряжения вдоль длинных гирлянд изоляторов

Доктор техн. наук АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., инженеры ГОРБУНОВ П. В., КРЫЛОВ С. В.

Ленинград — Москва

Неравномерность распределения напряжения вдоль гирлянд подвесных тарельчатых изоляторов приводит к необходимости ограничения падения напряжения на изоляторах до определенного значения, допустимого по уровню возбуждаемых изоляторами радиопомех [Л. 1 и 2].

Как следует из данных [Л. 1], допустимая напряженность электрического поля вдоль гирлянды

$$E_{\text{доп}} = \frac{\Delta U_{\text{доп}}}{H_{\text{и}}} \approx 2 \div 2,5 \text{ кВ/см,}$$

где $\Delta U_{\text{доп}}$ — допустимое падение напряжения на изоляторе по уровню радиопомех; $H_{\text{и}}$ — строительная высота изолятора.

Практически $E_{\text{доп}}$ не зависит от типа изолятора. Возможно, что изменением конструкции изоляторов можно обеспечить некоторое повышение $E_{\text{доп}}$.

Однако, по-видимому, нельзя рассчитывать на существенное увеличение этого показателя и в связи с этим имеет место ограничение снизу строительной высоты гирлянды. С учетом неравномерности распределения напряжения по изолято-

рам строительная высота гирлянды должна удовлетворять соотношению:

$$H_t \geq K_n \frac{U_{\text{ф.н.}}}{E_{\text{доп}}}, \quad (1)$$

где K_n — коэффициент неравномерности, равный отношению максимального падения напряжения на изоляторах к среднему по гирлянде.

Например, для гирлянд из семи изоляторов ВЛ 110 кВ наибольшее падение напряжения 24 кВ [Л. 3] при среднем падении напряжения 10 кВ на изолятор, т. е. $K_n=2,4$. При увеличении числа изоляторов в гирляндах K_n может быть значительно больше [Л. 4], откуда следует, что оценка степени неравномерности распределения напряжения вдоль гирлянд изоляторов и разработка способов его выравнивания имеет большое значение для создания электрических сетей.

Предложенная в [Л. 3] расчетная методика позволяет достаточно точно оценить распределение напряжения только при малом числе изоляторов в гирляндах (порядка 7–10). Однако, как показали экспериментальные исследования [Л. 4], для более длинных гирлянд методика [Л. 3] дает существенно завышенные оценки наибольшего падения напряжения на изоляторах гирлянды. Причиной этих расхождений является пренебрежение в [Л. 3] изменением емкостей изоляторов на землю и на провод.

Учет реального распределения емкостей чрезвычайно усложняет возможность получения аналитического решения согласно [Л. 3]. В связи с этим практически все исследования распределения напряжения вдоль длинных гирлянд ВЛ сверхвысокого напряжения выполняются экспериментально. Наличие большого числа параметров ВЛ, оказывающих влияние на распределение напряжения вдоль гирлянд изоляторов [Л. 5] существенно осложняет экспериментальные исследования и выбор оптимальной конструкции ВЛ. В связи с этим целесообразно поставить вопрос о разработке расчетной методики оценки влияния различных конструктивных параметров ВЛ на распределение напряжения вдоль гирлянд.

При увеличении числа изоляторов в гирляндах существенно изменяется влияние собственной емкости изоляторов на распределение напряжения вдоль гирлянд. Если для коротких гирлянд ВЛ 110 кВ проходная емкость гирлянды составляет около 10 пФ, то при числе изоляторов в гирлянде 30–60 проходная емкость снижается до 2–1 пФ. Распределение напряжения по гирлянде определяется электрическим полем в промежутке «провод — опора». Поэтому в дальнейшем расчет распределения напряжения по гирлянде предлагается проводить исходя из анализа этого поля.

В действительности, металлические элементы гирлянды искажают электрическое поле между проводом и опорой. Однако при большой длине гирлянды распределение напряжения по ее элементам приближается к распределению внешнего поля (т. е. поля «провод — опора»). Ниже показывается возможность применения этого подхода к приближенной оценке распределения напряжения по гирлянде.

Анализ влияния конструкции ВЛ на электрическое поле между проводом и траперсой вдоль оси гирлянды целесообразно начать с анализа полей одиночного и двойного расщепленного проводов. Для поля одиночного провода (рис. 1, а) справедлива формула для вычисления падения напряжения на участке оси $\Delta x_n = H_n = x_n - x_{n-1}$ (n — порядковый номер изолятора в гирлянде):

$$\Delta U_n = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{x_n}{x_{n-1}} \frac{2H_{\text{пр}} + x_{n-1}}{2H_{\text{пр}} + x_n} \approx \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{x_n}{x_{n-1}}, \quad (2)$$

Для первого от провода изолятора $x_0 = r_a$ и $x_1 = r_a + H_n$, откуда

$$\Delta U_1 = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{H_n + r_a}{r_a}, \quad (3)$$

где r_a — радиус окружности, охватывающей арматуру (лодочку поддерживающего зажима) крепления провода.

При двойном расщеплении (рис. 1, б)

$$\Delta U_n = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{\sqrt{r_p^2 + x_n^2}}{\sqrt{r_p^2 + x_{n-1}^2}} \frac{2H_{\text{пр}} + x_{n-1}}{2H_{\text{пр}} + x_n} \approx \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \sqrt{\frac{r_p^2 + x_n^2}{r_p^2 + x_{n-1}^2}}. \quad (4)$$

Для первого от провода изолятора имеем по аналогии с (3)

$$\Delta U_1 = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \sqrt{\frac{r_p^2 + (H_n + r_a)^2}{r_p^2 + r_a^2}} \approx \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \sqrt{1 + \left(\frac{H_n + r_a}{r_p}\right)^2}. \quad (5)$$

Поскольку радиус расщепления r_p , как правило, превышает строительную высоту изолятора H_n , сравнение формул (3) и (5) показывает, что падение напряжения на первом от расщепленного провода изоляторе значительно меньше, чем в случае одиночного провода. Так, например, при $H_n=0,13$ м, $r_a=0,05$ м, $r_p=0,2$ м при классе напряжения 330 кВ в случае одиночного провода.

$$\frac{\Delta U_1}{U} = \frac{C}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{H_n + r_a}{r_a} = \frac{\ln \frac{H_n + r_a}{r_a}}{\ln \frac{\sqrt{2} D}{r_a}} \approx 0,24,$$

где $C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{\sqrt{2} D}{r_a}}$ — емкость провода при расстоянии между фазами $D = 9$ м. В случае расщепления провода

$$\frac{\Delta U_1}{U} = \frac{\ln \sqrt{1 + \left(\frac{H_n + r_a}{r_p}\right)^2}}{\ln \frac{\sqrt{2} D}{\sqrt{2} r_a r_p}} \approx 0,07.$$

Влияние арматуры, расположенной поперек проводов может быть учтено согласно методике [Л. 6] путем условного разворота коромысла вдоль проводов фазы. В этом случае заряд на коромысле и заряд на проводах могут быть вычислены по формулам (П-3) и (П-4) приложения 1. В результате вычислений получаем, что заряд на коромысле $q_a=0,25$, $q_{\text{пр.а}}=0,205q_{\text{пр}}$, а заряд на проводе при учете коромысла $q_{\text{пр.а}}=0,82q_{\text{пр}}$, где $q_{\text{пр}}$ — заряд на проводе без учета коромысла. Суммируя падение напряжения на первом изоляторе от заряда провода и заряда коромысла по формулам (3) и (5), получаем падение напряжения на изоляторах

$$\Delta U_n = \frac{q_a}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{x_n}{x_{n-1}} + \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{H_n + r_a}{r_a}\right)^2}.$$

Производя вычисления для первого изолятора и отнеся ΔU_1 к U , получаем $\Delta U_1/U \approx 0,13$, т. е. с учетом заряда на арматуре падение напряжения на наиболее нагруженном изоляторе при расщеплении провода снижается почти вдвое по сравнению со случаем одиночного провода. Из формулы (6) хорошо видно, что при увеличении радиуса расщепления провода составляющая падения напряжения от заряда на проводе быстро уменьшается. Формулы (3), (5) и (6) определяют постепенное уменьшение падения напряжения на изоляторах по мере удаления от провода. Для получения действительной картины поля необходимо учесть поле заряда на траперсе (см. приложение 2). Поскольку заряд на траперсе противоположен по знаку заряду на проводе, падение напряжения на изоляторах гирлянды при учете влияния траперсы увеличивается, причем тем больше, чем ближе изолятор к траперсе, что следует из формулы

$$\Delta U_{nT} = -\frac{q_T}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{H_T - H_{\text{пр}} - x_{n-1}}{H_T - H_{\text{пр}} - x_n} \frac{2H_{\text{пр}} - x_n}{2H_{\text{пр}} - x_{n-1}} \approx -\frac{q_T}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{H_T - H_{\text{пр}} - x_{n-1}}{H_T - H_{\text{пр}} - x_n}, \quad (7)$$

где ΔU_{nT} — падение напряжения на n -м изоляторе от заряда на траперсе q_T .

Согласно (7) значения должны быть прибавлены к значениям ΔU_n , определяемым зарядом на проводе согласно формулам (2) и (6). Помимо заряда траперсы необходимо учесть заряд на сцепной арматуре со стороны траперсы. Для упрощения расчетов траперса приближалась к верхнему изолятору на длину сцепной арматуры (рис. 1). С учетом заряда

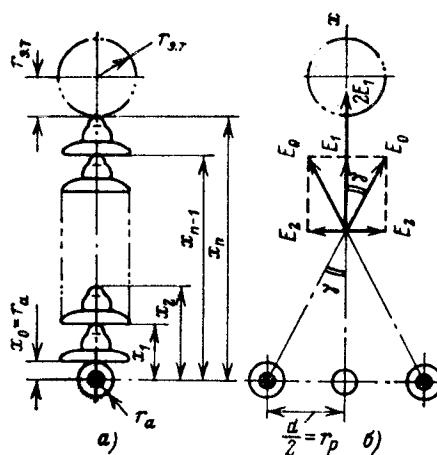


Рис. 1. Расчетные схемы для вычисления падения напряжения на изоляторах одноцепной поддерживающей гирлянды. а — для одиночного провода; б — для провода, расщепленного на два составляющих.

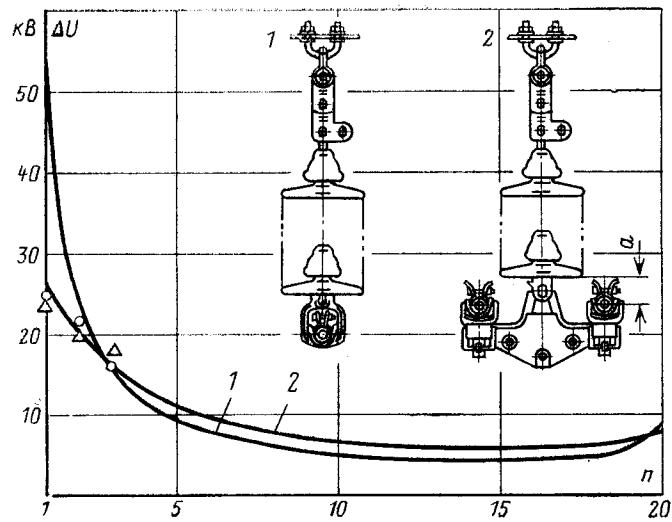


Рис. 2. Распределение напряжения вдоль гирлянд ВЛ 330 кВ с одиночным (1) и двойным расщепленным проводом (2), полученные расчетом (точками написаны результаты экспериментов при подвеске расщепленного провода на гирлянде изоляторов ПФЕ-4,5; (O) — $a=110$ мм; (Δ) — $a=90$ мм).

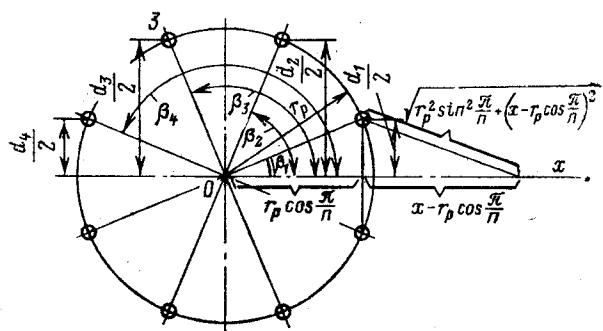


Рис. 3. Схема для расчета распределения напряженности поля вдоль оси гирлянды для многократного расщепленного провода.

на траверсе для указанных выше случаев гирлянд линии 330 кВ результаты расчетов по формулам (2), (6) и (7) приведены на рис. 2, из анализа которого следует, что полученные экспериментально значения падения напряжения на изоляторах гирлянды [Л. 7] хорошо согласуются с расчетными данными.

При увеличении числа составляющих в фазе вычисление распределения напряжения может быть произведено по приведенным ранее формулам (2), (4), (6) и (7) с учетом расположения проводов относительно оси гирлянды. Вычисления показывают, что проще исходить не из картины распределения потенциала, а из картины распределения напряженности поля. Так, для случая ВЛ с одиночным проводом распределение напряженности поля вдоль оси гирлянды определяется формулой (рис. 1, а)

$$E_x = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 x} - \frac{q_t}{2\pi\epsilon_0 (H_t - H_{\text{пр}} - x)}. \quad (8)$$

Заряд на траверсе опоры противоположен по знаку заряду на проводе и векторы напряженности поля в точке от зарядов на проводе и траверсе опоры суммируются.

Для пары проводов, симметричной относительно оси гирлянды, распределение напряженности поля от заряда на проводах определяется формулой (рис. 1, б)

$$E_{x\text{пр}} = \frac{[q_{\text{пр}}]}{2\pi\epsilon_0 \sqrt{x^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}} \sqrt{\frac{x}{x^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}} = \frac{2q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 d} \frac{2x}{d} \frac{1}{1 + \left(\frac{2x}{d}\right)^2} = \frac{2q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 d} \Phi\left(\frac{2x}{d}\right). \quad (9)$$

Характер распределения напряженности поля от пары проводов определяется функцией

$$\Phi\left(\frac{2x}{d}\right) = \frac{2x}{d} \frac{1}{1 + \left(\frac{2x}{d}\right)^2}. \quad (10)$$

Максимум функции $\Phi\left(\frac{2x}{d}\right)$ можно найти, приравняв нулю производную

$$\frac{d\Phi\left(\frac{2x}{d}\right)}{dx} = \frac{\frac{2}{d} \left[1 + \left(\frac{2x}{d}\right)^2\right] - \frac{2x}{d} \cdot 2 \frac{2x}{d} \frac{2}{d}}{\left[1 + \left(\frac{2x}{d}\right)^2\right]^2} = 0,$$

откуда находим x_0 , при котором функция $\Phi\left(\frac{2x}{d}\right)$ достигает максимума:

$$x_0 = \frac{d}{2}, \quad (11)$$

т. е. при увеличении d максимум напряженности поля смешается в сторону больших значений x . При четырех проводах в фазе напряженность поля получим суммированием E_x , вычисленных по формуле (9) для каждой пары. При произвольном числе пар проводов в фазе $n/2$ для суммирования напряженности поля от зарядов всех пар проводов целесообразно начать координат перенести на ось симметрии провода. В этом случае получаем (см. рис. 3):

$$E_{x\text{пр}} = \frac{2q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 n} \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{x - r_p \cos \frac{\pi}{n} (2k-1)}{x^2 + r_p^2 - 2xr_p \cos \frac{\pi}{n} (2k-1)} = \frac{2q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 nr_p} \frac{r_p}{x} \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{1 - \frac{r_p}{x} \cos \frac{\pi}{n} (2k-1)}{1 + \left(\frac{r_p}{x}\right)^2 - 2 \frac{r_p}{x} \cos \frac{\pi}{n} (2k-1)}. \quad (12)$$

Для провода из восьми составляющих в фазе вычисления по формуле (12) проиллюстрированы на рис. 4 с учетом

заряда на траверсе аналогично формуле (8). Как видно, и в этом случае максимум напряженности поля незначительно сдвинут относительно максимума для ближайшей к гирлянде пары проводов. В связи с этим максимум напряженности поля может быть вычислен при подстановке в формулу (12) координаты максимума E_x от ближайшей к гирлянде пары проводов по формуле (11):

$$x_0 = r_p \left(\cos \frac{\pi}{n} + \sin \frac{\pi}{n} \right) = r_p \sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{n} \right).$$

В итоге получаем:

$$E_{\text{пр max}} = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 n r_p} \frac{2}{\sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{n} \right)} \times \sum_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{\cos \frac{\pi}{n} (2k-1)}{1 - \frac{\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{n} (2k-1)}{\sin \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{n} \right)}} + \frac{1}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{n} \right)} = \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 n r_p} F(n), \quad (13)$$

где $F(n)$ — функция числа составляющих в фазе.

Расчеты показали, что $F(n)$ может быть выражена просто формулой

$$F(n) = 0,72(n-0,6). \quad (14)$$

Тогда

$$E_{\text{пр max}} = \frac{0,72 q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 r_p} \left(1 - \frac{0,6}{n} \right). \quad (15)$$

Как видно, максимальная напряженность поля от заряда на проводе убывает обратно пропорционально радиусу расщепления проводов и практически не зависит от числа составляющих в фазе при достаточно большом n . Следует учесть, однако, что $q_{\text{пр}}$ увеличивается при возрастании радиуса расщепления вследствие увеличения эквивалентного радиуса провода

$$r_{\text{пр}} = r_p \sqrt{\frac{n r_a}{r_p}}. \quad (16)$$

и соответственно рабочей емкости фазы. С учетом заряда на несущей раме поддерживающего зажима и заряда траверсы максимальная напряженность поля (см. приложения 1 и 2)

$$E_{\text{max}} = \frac{0,72 q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0 r_p} \left(1 - \frac{0,6}{n} \right) + \frac{q_a}{2\pi\epsilon_0 (x_0 - x_a)} - \frac{q_t}{2\pi\epsilon_0 (H_t - H_{\text{пр}} - x_a)}, \quad (17)$$

где x_a — координата центра рамы.

Наибольшее падение напряжения на изоляторе может быть оценено как произведение максимальной напряженности поля на строительную высоту изолятора:

$$\Delta U_{\text{max}} = E_{\text{max}} H_n. \quad (18)$$

Из формулы (17) следует, что при увеличении разности $x_0 - x_a$ наибольшее падение напряжения уменьшается. Наименьшее значение ΔU_{max} может быть получено при расположении несущей рамы вблизи от оси симметрии провода ($x_a=0$).

При этом изоляторы должны быть введены внутрь расщепленной фазы возможно ближе к несущей раме в области слабого поля. Следует заметить, однако, что при увеличении числа составляющих в фазе относительное значение заряда на несущей раме уменьшается, что определяет значительно меньшее влияние заряда на раме, чем в ранее рассмотренном случае двукратно расщепленного провода. Эффективность влияния этих факторов была исследована экспериментально и расчетным путем по формуле (18).

Исследовались два варианта расщепленного на восемь составляющих провода с радиусами расщепления r_p , равными

0,6 и 1 м. Исследования проводились на одноцепной поддерживающей гирлянде из изоляторов ПС-30 и ПС-22А с макетами проводов и поддерживающего зажима, измерения распределения напряжения по гирлянде проводились по обычной методике [Л. 5]. Длина макета проводов составляла 20 м и к одному из концов макета подсоединялся тонкий провод от каскада трансформаторов. С учетом объемного заряда на подводящем проводе вся система имитировала провод полубесконечной длины.

Для выяснения влияния конструкции зажима на распределение напряжения по гирлянде при исследованиях использовались несколько вариантов зажимов: плоскостной зажим или макет плоскостного зажима; макет «объемного» зажима, состоящего из двух, соединенных трубой плоскостных рам (рис. 5). Результаты исследований приведены на рис. 5 в виде кривых зависимостей падения напряжения на изоляторах от высоты подвеса провода a при разных конструкциях зажима и при разных расстояниях l между рамами.

Из кривых рис. 5 следует, что расстояние l при значениях, превышающих значение $d = 2r_p \sin \frac{\pi}{n}$ практически не влияет

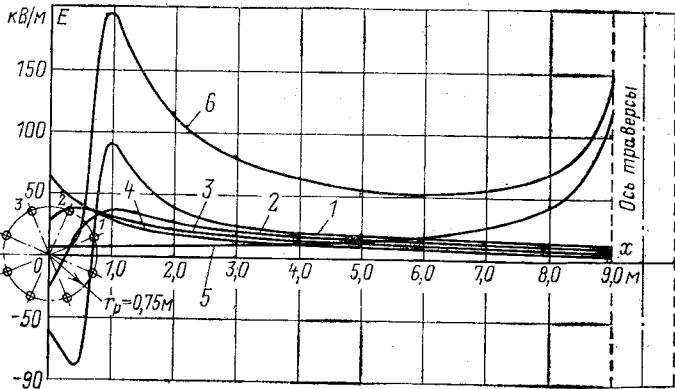


Рис. 4. Распределение напряженности электрического поля вдоль оси поддерживающей гирлянды изоляторов при подвеске расщепленного провода 8×АСУ-300 (кривая 6).

1—4 — составляющие напряженности электрического поля от зарядов соответственно на 1, 2, 3 и 4-й паре составляющих расщепленной фазы; 5 — составляющая напряженности электрического поля от заряда на траверсе опоры.

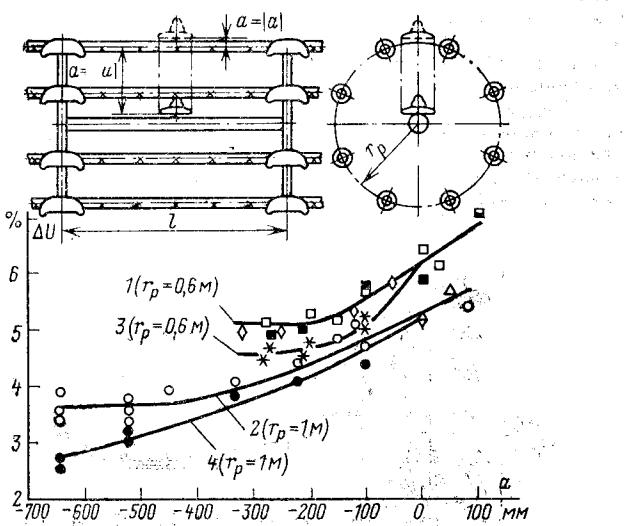


Рис. 5. Схема макета и зависимость падения напряжения на наиболее нагруженном (1 и 2) и первом изоляторе (3 и 4) от высоты подвеса провода (для $n=8$).

Образец промышленного зажима: □ — $l=0$, $r_p=0.6$ м; ▽ — $l=0$, $r_p=1$ м; макет объемного зажима: ▨ — $l=0$, $r_p=0.6$ м; ○ — $l=2$ м; ▨ — $l=1$ м; макет плоского зажима: △ — $l=0$, $r_p=1$ м; * — падение напряжения поддерживающей одноцепной гирлянды.

на напряжение на наиболее нагруженном изоляторе гирлянды и должно определяться из условий механической прочности конструкции поддерживающего зажима. При уменьшении a падение напряжения на наиболее нагруженном изоляторе снижается. При отрицательных значениях a наиболее нагруженным является первый изолятор, находящийся вне расщепленного провода, поскольку он находится в поле наибольшей напряженности (см. рис. 4). Зависимость падения напряжения на изоляторах от a имеет линейный характер [Л. 5] до определенного предела уменьшения a , равного 0,33—0,34 м при $r_p=1$ м и 0,2 м при $r_p=0,6$ м, что примерно соответствует $a_{\text{пред}} = \frac{1}{3} r_p$. Таким образом, дальнейшее уменьшение a меньше $a_{\text{пред}}$, не позволяет заметно уменьшить долю напряжения на наиболее нагруженном изоляторе.

Дальнейшее заглубление первого изолятора в провод не приводит к улучшению распределения напряжения вдоль гирлянды, но приводит к уменьшению кинематической устойчивости поддерживающего зажима при приближении точки подвеса к центру тяжести расщепленного провода и увеличивает опасность перекрытия между верхними составляющими провода и шапкой находящегося между ними изолятора из-за увеличения падения напряжения между проводом и соответствующим изолятором.

Анализ рис. 5 показывает, что при заглублении изолятора фазы наблюдается заметное уменьшение падения напряжения на первом изоляторе гирлянды. При $a=0$ первый изолятор гирлянды становится наиболее нагруженным (кривые 1 и 3, 2 и 4 сливаются). Эти данные хорошо согласуются с результатами расчетов распределения напряженности поля внутри расщепленного провода (рис. 4), показывающего, что минимальное значение напряженности поля внутри расщепленного провода определяется влиянием заряда на траверсе. При смещении несущей рамы относительно оси симметрии провода заряд на раме не может вычисляться согласно приложению I. В этом случае должна быть учтена неравномерность распределения зарядов по составляющим расщепленного провода фазы, что значительно усложняет расчеты.

При этом необходимо принимать во внимание и значение собственной емкости изоляторов, из которых комплектуется гирлянда. Естественно, что при увеличении собственной емкости изоляторов они вносят большее возмущение в картину поля промежутка «провод — опора» и точность оценки распределения напряжения по изоляторам, естественно, в этом случае снижается. Подобным же образом влияет на точность расчетной оценки распределения напряжения по гирлянде и применение двухцепочных гирлянд изоляторов. По мнению авторов предлагаемая в статье методика оценки распределения напряжения по гирлянде достаточно хорошо согласуется с результатами измерений при одноцепной гирлянде из 20 и более изоляторов и при собственной емкости изоляторов до 80—85 пФ. Погрешность расчетов в этом случае не превысит 10%.

Следует обратить внимание на рост падения напряжения на ближайших к траверсе изоляторах при существенном увеличении радиуса расщепления проводов (рис. 6). Выполненные по формуле (18) расчеты подтверждают слабую зависимость наибольшего падения напряжения на изоляторах

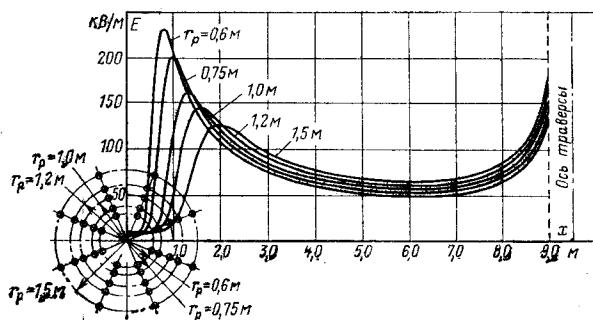


Рис. 6. Кривые распределения напряженности электрического поля вдоль оси поддерживающей гирлянды изоляторов при подвеске расщепленных проводов 8×АСУ-300 на линии 1150 кВ при различных радиусах расщепления проводов r_p .

гирлянды от числа изоляторов в гирлянде, как показано в [Л. 4]. Формула (18) указывает на целесообразность уменьшения строительной высоты изоляторов для уменьшения наибольшего падения напряжения на них. Поскольку падение напряжения на изоляторах в длинных гирляндах определяется электрическими полями проводов, арматуры и опоры, можно ожидать, что все полученные выше результаты в равной степени относятся к линиям переменного и постоянного тока, т. е. для линий постоянного тока высших классов напряжения проблема неравномерности распределения напряжения вдоль гирлянд настолько же существенна, как и для линий переменного тока.

Приложение 1. Учет заряда на поддерживающем зажиме. Рассмотрим систему параллельных проводов над землей, из которых n расположены в центре и имеет радиус r_a .

В этом случае с учетом [Л. 2] может быть составлена система уравнений

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{пр}} &= \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p \sqrt[n]{\frac{nr_0}{r_p}}} + \frac{q_a}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p} = U; \\ U_a &= \frac{q_{\text{пр}}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p} + \frac{q_a}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a} = U, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

где $q_{\text{пр}}=nq_0$ — заряд всех проводников на окружности радиуса r_p ; q_a — заряд на среднем проводнике (несущей трубе конструкции коромысла зажима); $H_{\text{пр}}$ — высота среднего провода над землей.

Разность этих уравнений позволяет получить соотношение между зарядами $q_{\text{пр}}$ и q_a :

$$q_a = \frac{\ln \sqrt[n]{\frac{r_p}{nr_0}}}{\ln \frac{r_p}{r_a}} q_{\text{пр}}. \quad (\text{П-2})$$

Разрешая систему относительно $q_{\text{пр}}$ и q_a , получаем:

$$q_{\text{пр}} = \frac{2\pi\epsilon_0 U}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a} \left[1 + \frac{\ln \frac{r_p}{r_a}}{\ln \sqrt[n]{\frac{r_a}{nr_0}} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a}}} \right]}; \quad (\text{П-3})$$

$$q_a = \frac{2\pi\epsilon_0 U}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a} \left[1 + \frac{\ln \frac{r_p}{r_a}}{\ln \sqrt[n]{\frac{r_a}{nr_0}} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a}}} \right]}. \quad (\text{П-4})$$

Множители вне квадратных скобок определяют заряд на внешних составляющих провода и на среднем проводе, которые имели бы место при отсутствии среднего провода ($q_{\text{пр}0}$) и внешних проводов (q_{a0}) соответственно. Следовательно, отношение зарядов на внешних составляющих провода при наличии и при отсутствии среднего провода согласно (П-3) определяется формулой:

$$\frac{q_{\text{пр}}}{q_{\text{пр}0}} = \frac{1}{1 + \frac{\ln \sqrt[n]{\frac{r_p}{nr_0}} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p}}}{\ln \frac{r_p}{r_a} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a}} \sqrt[n]{\frac{nr_0}{r_p}}}}, \quad (\text{П-5})$$

а при отсутствии внешних составляющих проводов

$$\frac{q_a}{q_{a0}} = \frac{1}{1 + \frac{\ln \frac{r_p}{r_a} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p}}}{\ln \sqrt[n]{\frac{r_p}{nr_0}} \frac{2H_{\text{пр}}}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a}} \frac{1}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_a}}}}. \quad (\text{П-6})$$

В трехфазной системе для учета влияния среднего провода необходимо $H_{\text{пр}}$ в формулах (П-3) — (П-6) заменить на $\sqrt[3]{2} D$, где D — расстояние между фазами.

Емкость всей системы проводов определится формулой:

$$C = \frac{q_{\text{пр}} + q_a}{U} = \frac{2\pi\epsilon_0 \left(1 + \frac{\ln \sqrt[n]{\frac{r_p}{nr_0}}}{\ln \frac{r_p}{r_a}} \right)}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p \sqrt[n]{\frac{nr_0}{r_p}}} \left[1 + \frac{\ln \sqrt[n]{\frac{r_p}{nr_0}} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p}}{\ln \frac{r_p}{r_a} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p \sqrt[n]{\frac{nr_0}{r}}}} \right]}.$$

Например, при расщеплении провода на два составляющих

$$q_a = q_{\text{пр}} \frac{\ln \sqrt{\frac{r_p}{2r_0}}}{\ln \frac{r_p}{r_a}}; \quad (\text{П-7})$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0 \left(1 + \frac{\ln \sqrt{\frac{r_p}{2r_0}}}{\ln \frac{r_p}{r_a}} \right)}{\ln \frac{2H_{\text{пр}}}{\sqrt{2r_0 r_p}} \left[1 + \frac{\ln \sqrt{\frac{r_p}{2r_0}} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_p}}{\ln \frac{r_p}{r_a} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{\sqrt{2r_0 r_p}}} \right]}. \quad (\text{П-8})$$

Приложение 2. Учет влияния конструкции опоры. Наведенный на элементах конструкции опоры заряд усиливает электрическое поле между проводом и опорой. Приближенно учет влияния траверсы и стойки может быть произведен с использованием методики [Л. 6], где показано, что поле между скрещивающимися проводами по линии кратчайшего расстояния между ними с высокой степенью точности совпадает с полем параллельных проводов, находящихся на том же расстоянии друг от друга и над землей, как и в месте скрещивания. Это обстоятельство позволяет изменить реальное положение траверсы и стойки поперек проводов на продольное.

В этом случае поле оказывается плоскопараллельным и решение задачи существенно упрощается. В соответствии с расчетной системой расположения электродов составляем систему уравнений Максвелла для трех параллельных проводников над плоскостью:

$$\left. \begin{aligned} U &= \alpha_{11}q_{\text{пр}} + \alpha_{12}q_t + \alpha_{13}q_{\text{ст}}; \\ 0 &= \alpha_{21}q_{\text{пр}} + \alpha_{22}q_t + \alpha_{23}q_{\text{ст}}; \\ 0 &= \alpha_{31}q_{\text{пр}} + \alpha_{32}q_t + \alpha_{33}q_{\text{ст}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-9})$$

где $q_{\text{пр}}$; q_t и $q_{\text{ст}}$ — заряды на единицу длины провода, траверсы и стойки; α_{ik} — их собственные ($i = k$) и взаимные ($i \neq k$) потенциальные коэффициенты.

$$\alpha_{11} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{пр}}}{r_{\text{э.пр}}};$$

$$\alpha_{22} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_t}{r_{\text{э.т}}};$$

$$\alpha_{33} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{\text{ст}}}{r_{\text{э.ст}}};$$

$$\alpha_{12} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{H_{\text{пр}} + H_t}{H_t - H_{\text{пр}}};$$

$$\alpha_{13} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{\sqrt{(2H_{\text{пр}})^2 + S^2}}{S};$$

$$\alpha_{23} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \sqrt{\frac{(H_t + H_{\text{пр}})^2 + S^2}{(H_t - H_{\text{пр}})^2 + S^2}}.$$

Здесь $r_{\text{э.пр}}$ определяется по формуле (16); $r_{\text{э.т}}$ и $r_{\text{э.ст}}$ определяются из условия равенства периметров сечений траверсы и стойки длинам окружности $\Pi_t = 2\pi r_{\text{э.т}}$, $\Pi_{\text{ст}} = 2\pi r_{\text{э.ст}}$; $H_{\text{ст}} = H_{\text{пр}}$.

В результате решения системы (П-9) получаем:

$$q_{\text{пр}} = U \frac{1 - \frac{\alpha_{23}^2}{\alpha_{22}\alpha_{33}}}{\alpha_{11} \left(1 + 2 \frac{\alpha_{12}\alpha_{23}\alpha_{13}}{\alpha_{11}\alpha_{22}\alpha_{33}} - \frac{\alpha_{13}^2}{\alpha_{11}\alpha_{33}} - \frac{\alpha_{12}^2}{\alpha_{11}\alpha_{22}} - \frac{\alpha_{23}^2}{\alpha_{22}\alpha_{33}} \right)}; \quad (\text{П-10})$$

$$q_t = U \frac{\alpha_{23}\alpha_{13} - \alpha_{32}\alpha_{12}}{\alpha_{11}\alpha_{22}\alpha_{33} \left(1 + 2 \frac{\alpha_{12}\alpha_{23}\alpha_{13}}{\alpha_{11}\alpha_{22}\alpha_{33}} - \frac{\alpha_{13}^2}{\alpha_{11}\alpha_{33}} - \frac{\alpha_{12}^2}{\alpha_{11}\alpha_{22}} - \frac{\alpha_{23}^2}{\alpha_{22}\alpha_{33}} \right)}. \quad (\text{П-11})$$

Сравнение результатов расчетов удельного заряда на проводах в зоне расположения опоры с результатами вычислений на ЦВМ методом участков показывает, что погрешность вычислений по предлагаемому методу составляет 2—3% без учета влияния опоры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Изоляторы линейные подвесные высоковольтные. ГОСТ 14197—69. Введ. I/VII — 1970. М., 1969. 12 с.

2. Александров Г. Н. Сверхвысокие напряжения. Л., «Энергия», 1973. 182 с.

3. Залесский А. М. Распределение напряжения в гирляндах высокого напряжения. — «Электричество», 1923, № 7, 8.

4. Изолирующая подвеска проводов линий сверхвысокого напряжения. — «Электрические станции», 1969, № 11, с 55—60. Авт.: Г. Н. Александров, В. Л. Иванов, М. М. Кастанович и др.

5. Исследование влияния радиуса расщепления проводов на распределение напряжения вдоль длинных гирлянд изоляторов. — «Электрические станции», 1975, с 41—44. Авт.: Г. Н. Александров, С. В. Крылов, В. П. Редков, П. В. Горбунов.

6. Александров Г. Н., Ярмаркин М. К. Вычисления напряженности поля на проводах скрещивающейся ошиновки подстанций сверхвысокого напряжения. — «Электричество», 1973, № 12, с. 64—66.

7. Выбор системы подвески проводов на ВЛ 330 и 500 кВ. — «Электрические станции», № 10, 1968, с. 37—42. Авт.: Г. Н. Александров, В. Л. Иванов, М. М. Кастанович и др.

[30.8.1976]



О методе расчета электрических нагрузок на крупных животноводческих комплексах

Канд. техн. наук ЛИВШИЦ Л. С., инж. ПЛЮГАЧЕВ В. В.

Минск

В нашей стране ведется широкое строительство крупных животноводческих комплексов с производством продукции на промышленной основе. Современный комплекс характеризуется высокой степенью концентрации электросилового оборудования, механизации и автоматизации всех технологических процессов. Процесс концентрации технологического оборудования комплексов непрерывен, и можно утверждать, что законы формирования их суммарных электрических нагрузок и нагрузок промышленных предприятий идентичны. До настоящего времени методы расчета сельских электрических нагрузок по своей обоснованности и точности отставали от методов расчета, применяемых в промышленности. За основу расчета электрических нагрузок на крупных животноводческих комплексах с учетом их специфики целесообразно принять все основные достижения в области расчета промышленных электрических нагрузок.

Статистический метод расчета электрических нагрузок [Л. 1] более универсален и формализован по отношению к основным положениям, выдвинутым специалистами в этой области. Этот метод отвлечен от выяснения характера и доли влияния каждого из множества факторов на процесс формирования суммарной электрической нагрузки, его характеризует наиболее высокая степень обобщения, позволяющая оценить расчетную нагрузку любого вида потребителей двумя генеральными показателями: расчетным коэффициентом использования \bar{k}_i и относительным отклонением $\sigma_{\text{от}}$.

Однако для получения точных значений относительного отклонения необходимо провести многочисленные и сложные измерения и трудоемкие вычисления, что практически неосуществимо. Поэтому была предпринята попытка доказать взаимосвязь этого параметра с генеральным коэффициентом использования на основе корреляционного уравнения вида

$$\bar{\sigma}_{\text{от}} = A - B\bar{k}_i, \quad (1)$$

где A, B — корреляционные коэффициенты.

Очевидно, что коэффициент использования играет главную роль при определении расчетной нагрузки. Следует отметить важную деталь: в статистическом методе дана новая трактовка сути коэффициента использования, отличающаяся от положения, утвержденного руководящими указаниями [Л. 2].

При обработке однородных групп электроприемников на фидерах значение \bar{k}_i выбирается из расчета, что вероятность превышения составит 5—10%. Такое завышение на наш взгляд не оправдано, поскольку сознательно загрублется точный аппарат статистического метода, основанный на законах теории вероятности и математической статистики. Завышение исходного параметра статистического метода приводит к тому, что 90% фидеров будут не загружены по средним нагрузкам. Оно, в свою

очередь, вносит погрешность в корреляционное уравнение (1).

Сделаем следующее допущение: нагрузка любого электроприемника, принимающая самые разнообразные значения, может быть представлена импульсами произвольной формы с максимальной амплитудой $p_{\text{н}}$. Рассмотрим допущение подробнее: для любого одиночного электроприемника справедливо $p_{\text{max}} = p_{\text{н}}$. При этом могут возникнуть возражения: из-за дискретности шкалы номинальных мощностей двигателей проектировщик завышает полученное значение до ближайшего на шкале мощностей, что создает определенный запас, однако значительно меньший, чем при завышении генерального \bar{k}_i ; распределение нагрузки единичных электроприемников не подчиняется нормальному закону; здесь следует отметить, что мы оперируем характеристиками приведенного единичного электроприемника в большой статистически обработанной совокупности, т. е. статистически обобщенными характеристиками, распределение которых строго подчиняетсяциальному закону; психологический фактор завышения расчетной нагрузки электроприемника, объясняемый слабой квалификацией проектировщика или несовершенством применяемого им метода. Последний фактор должен быть сведен к нулю.

Запишем исходное выражение статистического метода расчета электрических нагрузок для группы однородных электроприемников:

$$P_p = k_c P_n = \bar{P} + \beta \bar{\sigma}_t = \bar{k}_i (p_{n1} + p_{n2} + \dots + p_{nn}) + \beta \sqrt{\bar{\sigma}_{t1}^2 + \bar{\sigma}_{t2}^2 + \dots + \bar{\sigma}_{tn}^2}. \quad (2)$$

Выразим среднее квадратичное отклонение через максимальную нагрузку:

$$\bar{\sigma}_{ti} = \frac{p_{\text{max}} - \bar{p}_i}{\beta}. \quad (3)$$

Подставим выражение (3) в исходное уравнение (2):

$$\begin{aligned} P_p &= \bar{k}_i P_n + \beta \sqrt{\left(\frac{p_{\text{max}} - \bar{p}_1}{\beta} \right)^2 +} \\ &\rightarrow \frac{\left(p_{\text{max}} - \bar{p}_2 \right)^2}{\beta} + \dots + \left(\frac{p_{\text{max}} - \bar{p}_n}{\beta} \right)^2 = \\ &= \bar{k}_i P_n + \sqrt{(p_{n1} - \bar{k}_i p_{n1})^2 + (p_{n2} - \bar{k}_i p_{n2})^2 + \dots +} \\ &\rightarrow \frac{(p_{nn} - \bar{k}_i p_{nn})^2}{\beta} = \bar{k}_i P_n + (1 - \bar{k}_i) \sqrt{\sum p_{ni}^2} = \\ &= \left(\bar{k}_i + \frac{1 - \bar{k}_i}{\sqrt{n_3}} \right) P_n, \end{aligned} \quad (4)$$

где n_3 — эффективное число электроприемников.

Полученное выражение закономерно отражает процесс формирования суммарной электрической нагрузки и позволяет утверждать о наличии функ-

циональной связи между генеральным коэффициентом использования и приведенным относительным отклонением:

$$\beta\bar{\sigma}_{\text{от}} = 1 - \bar{k}_{\text{u}}. \quad (5)$$

По своей структуре выражение (5) близко к выражению (1), однако по существу оно имеет значительные отличия.

При $n_s = 1$ коэффициент спроса становится равным единице, что вполне справедливо и соответствует положению руководящих указаний. При $n_s \rightarrow \infty$ коэффициент спроса закономерно стремится к величине коэффициента использования. Для оценки правильности полученных результатов проведено их сравнение с результатами, которые были получены с помощью методов, применяемых при расчете электрических нагрузок промышленных предприятий.

Можно сказать, что любой метод расчета электрических нагрузок отражает статистические закономерности формирования суммарных нагрузок и может быть представлен в виде суммы двух составляющих, отражающих среднюю нагрузку и ее максимальное отклонение.

Метод, предложенный М. К. Харчевым, правильно отражает статистическую сущность формирования суммарной нагрузки [Л. 3]:

$$k_c = \bar{k}_{\text{u}} + \frac{1,5 \sqrt{\bar{k}_{\text{u}} (1 - \bar{k}_{\text{u}})}}{\sqrt{n_s}}. \quad (6)$$

Однако слагаемое, характеризующее среднеквадратичное отклонение (см. рис. 1, кривая 1), сомнительно, так как для двух равных групп электроприемников n_s с коэффициентами использования \bar{k}_{u} и $1 - \bar{k}_{\text{u}}$ получаются одинаковые значения отклонения, что невозможно объяснить. Действительно, кривая 1 рис. 1 имеет вид параболы, максимальные отклонения нагрузки от средних значений одинаковы для электроприемников как с малым, так и с большим \bar{k}_{u} , что неверно.

Одним из наиболее совершенных и обоснованных методов является метод упорядоченных диаграмм [Л. 4], учитывающий все многообразие факторов, влияющих на процесс формирования суммарной нагрузки. При создании руководящих указаний полностью отразить этот метод было исключительно сложно, поэтому принята одна из его реализаций при заданных постоянных параметрах.

Руководящие указания лишь в определенной степени отражают совершенный аппарат метода упорядоченных диаграмм. Для сравнения метод руководящих указаний был приведен к исходным параметрам по коэффициенту использования.

Было определено максимальное отклонение нагрузки из выражения $\beta\bar{\sigma}_{\text{от}} = (k_c - \bar{k}_{\text{u}}) \sqrt{n_s}$ для различных значений n_s и \bar{k}_{u} . Таким образом, все методы были сведены к единой форме $k_c = \bar{k}_{\text{u}} + \frac{\beta\bar{\sigma}_{\text{от}}}{\sqrt{n_s}}$. Очевидно, что их основное различие состоит в максимальном отклонении. На рис. 1 приведены характеристики максимального отклонения, а в таблице — коэффициенты спроса сравниваемых методов.

Для зоны больших \bar{k}_{u} (от 0,5 до 0,8) совпадаю-

щие методы РУ и предлагаемого исключительно высока. На этом участке закономерно уменьшение среднеквадратичного относительного отклонения с увеличением генерального коэффициента использования. Такая тенденция справедлива на этом участке и для других двух методов, несмотря на значительное отличие по величине. Наиболее сложно анализировать характер изменения зависимостей от 0,1 до 0,5 для \bar{k}_{u} . Если для предлагаемого и статистического методов характер изменения зависимостей на этом участке не изменился и является прямолинейно убывающим, то для метода Руководящих указаний и метода Харчева среднеквадратичное относительное отклонение на этом участке с увеличением \bar{k}_{u} возрастает, что не оправдано. На рис. 1 зависимость 2 также представляет собой характеристику метода Харчева при коэффициенте размаха 0,85. Два последних метода характеризуются одинаковыми значениями $\beta\bar{\sigma}_{\text{от}}$ для различных коэффициентов использования. Метод Руководящих указаний для разных чисел электроприемников дает разные значения $\beta\bar{\sigma}_{\text{от}}$ при заданных \bar{k}_{u} ; на самом деле для однородной группы электроприемников относительное приведенное отклонение является константой, не зависящей от числа электроприемников. Для значений \bar{k}_{u} от 0,1 до 0,5 метод РУ имеет хаотический характер в отличие от зоны значений \bar{k}_{u} от 0,5 до 0,8. Для проверки основных теоретических положений, выдвинутых в статье, было проведено широкое экспериментальное исследование электрических нагрузок на крупных животноводческих комплексах БССР с помощью передвижной электротехнической лаборатории.

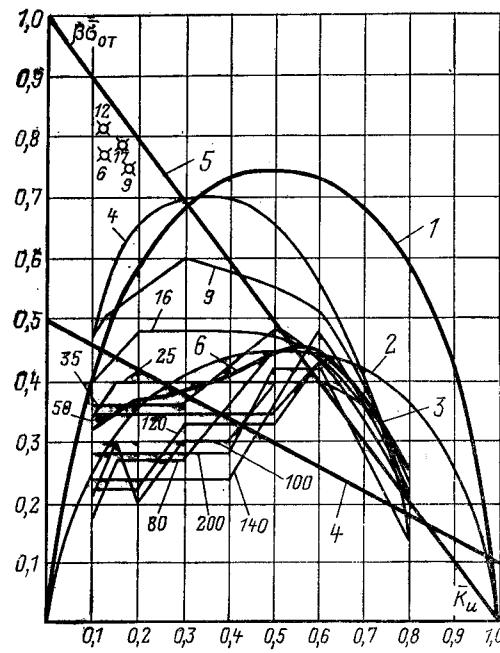


Рис. 1. Сравнение методов расчета электрических нагрузок по среднестатистическому среднеквадратичному относительному приведенному отклонению.

1 — характеристика метода М. К. Харчева; 2 — характеристика метода М. К. Харчева при коэффициенте размаха 0,85; 3 — совокупность реализаций метода РУ; 4 — характеристика метода Б. В. Гнеденко, Б. С. Мешеля; 5 — характеристика предлагаемого метода; 6 — обобщенная характеристика метода РУ; X — результаты некоторых экспериментальных замеров для групп с малым k_{u} . Малые индексы 4-200 — эффективное число электроприемников для соответствующих реализаций метода РУ и экспериментальных точек.

n_3	Коэффициенты спроса k_c															
	$k_u=0,1$				$k_u=0,3$				$k_u=0,6$				$k_u=0,8$			
	МХ	СМ	РУ	ПМ	МХ	СМ	РУ	ПМ	МХ	СМ	РУ	ПМ	МХ	СМ	РУ	ПМ
4	0,32	0,33	0,34	0,55	0,64	0,49	0,64	0,65	0,97	0,73	0,88	0,80	1,10	0,89	0,91	0,90
6	0,28	0,29	0,30	0,47	0,58	0,46	0,56	0,59	0,90	0,71	0,82	0,76	1,04	0,87	0,88	0,88
8	0,26	0,26	0,27	0,42	0,54	0,43	0,52	0,55	0,86	0,70	0,78	0,74	1,01	0,86	0,86	0,87
10	0,24	0,24	0,24	0,38	0,52	0,42	0,52	0,52	0,83	0,68	0,73	0,73	0,99	0,86	0,86	0,86
40	0,17	0,17	0,15	0,24	0,41	0,36	0,36	0,41	0,72	0,64	0,67	0,66	0,90	0,83	0,84	0,83
80	0,15	0,15	0,13	0,21	0,38	0,34	0,33	0,38	0,68	0,63	0,65	0,64	0,87	0,82	0,82	0,82
120	0,14	0,14	0,12	0,18	0,36	0,33	0,33	0,36	0,67	0,62	0,64	0,64	0,86	0,82	0,82	0,82
160	0,14	0,14	0,12	0,17	0,35	0,33	0,32	0,36	0,66	0,62	0,63	0,63	0,85	0,82	0,82	0,82
200	0,13	0,13	0,12	0,16	0,35	0,33	0,32	0,35	0,65	0,62	0,63	0,63	0,84	0,81	0,81	0,81

Примечание. МХ—метод М. К. Харчева; СМ—статистический метод; РУ—метод Руководящих указаний; ПМ—предлагаемый метод.

Было обследовано 22 комплекса — 6 молочно-товарных, 8 свиноводческих и 8 по откорму крупного рогатого скота. Все оборудование на комплексах разбивалось на однородные группы по технологическим признакам. Таким образом, было выделено пять основных однородных технологических групп: кормоприготовления, кормораздачи, молокодоения, микроклимата и навозоудаления. Процесс формирования суммарных электрических нагрузок однородных групп характеризуется ярко выраженными специфическими особенностями. Длительность режима работы технологических групп строго регламентирована в пределах малых интервалов времени. В период работы технологической группы все электроприемники включены, однако при этом основные характеристики нагрузки изменяются в значительных пределах, своеобразно формируя 30-минутный максимум. Графики суммарных нагрузок технологических групп проверялись на стационарность. Степень стационарности этих графиков высока и превосходит аналогичные показатели графиков промышленных нагрузок.

В силу особенностей режимов работы исключительно важный в теории нагрузок коэффициент включения электроприемников, входящих в технологическую группу, равен единице. Тогда из основного уравнения $k_c = k_u k_3$ вытекает, что коэффициенты загрузки и использования равны. Это положение явилось важным звеном в цепи доказательств правильности полученных результатов.

Необходимое количество замеров определялось на основе теории малой выборки и составляло 3600 $t_n n_3$. Это позволяет утверждать о достаточной точности полученных результатов. По найденным значениям k_c и k_u определялись значения среднеквадратичного относительного приведенного отклонения $\beta \sigma_{\text{от}}$. Полученные результаты позволяют утверждать о правильности выдвинутого положения о наличии функциональной связи $\beta \sigma_{\text{от}} = 1 - k_u$.

Многолетний опыт работы по расчетам электрических нагрузок ведущих специалистов проектных институтов позволяет утверждать, что в зонах малых k_u расчетные значения коэффициентов нагрузок, приведенные в Руководящих указаниях, занижены. При $k_u = 0,1 - 0,3$ расчетные коэффициенты спроса постоянно завышаются при проектировании примерно в 2 раза. Это в известной степени является

косвенным подтверждением правильности выдвинутых положений.

Интересен вопрос о физической сущности коэффициента одновременности, рекомендованного Сельэнергопроектом в Руководящие указания по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. В основу статистического метода и метода, основанного на принципе коэффициента одновременности, положены одни и те же исходные положения и предпосылки. При правильности выдвинутых в методике положений можно упрекнуть авторов в допущении постоянности вариации всего многообразия групп электроприемников в сельском хозяйстве. Постоянство вариации в пределах однородной группы электроприемников не позволяет это положение перенести на всю обобщенную совокупность. Можно показать, что среднестатистическая приведенная вариация нагрузки единичного электроприемника для однородной группы является константой:

$$\bar{\gamma}_0 = \frac{\bar{\sigma}_t}{p} = \frac{\bar{\sigma}_{\text{от}}}{\bar{k}_u} = \frac{1 - \bar{k}_u}{\beta \bar{k}_u}. \quad (7)$$

Используя допущение, выдвинутое в статье, можно для однородной группы электроприемников записать:

$$P_p = k_0 \sum p_{\text{max}} = k_0 \sum p_{ni} = k_c \sum p_{ni}. \quad (8)$$

Подставив уравнение (7) в исходное выражение коэффициента одновременности, получим:

$$k_0 = \frac{1}{1 + \beta \bar{\gamma}_0} + \frac{\beta \bar{\gamma}_0}{(1 + \beta \bar{\gamma}_0) \sqrt{n_3}} = \frac{1}{1 + \beta \left(\frac{1 - \bar{k}_u}{\beta \bar{k}_u} \right)} + \frac{\beta \left(\frac{1 - \bar{k}_u}{\beta \bar{k}_u} \right)}{1 + \beta \left(\frac{1 - \bar{k}_u}{\beta \bar{k}_u} \right) \sqrt{n_3}} = \bar{k}_u + \frac{1 - \bar{k}_u}{\sqrt{n_3}}.$$

На наш взгляд такая форма записи коэффициента одновременности является основополагающей, преобразовав которую можно получить многообразие модифицированных форм.

Предложенная форма расчета электрических нагрузок позволяет перестроить графические расчетные зависимости и представить их в более простом и удобном виде (рис. 2). По шкале абсцисс

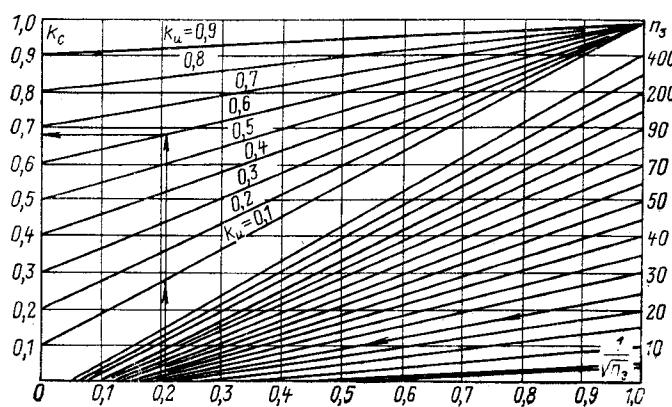


Рис. 2. Номограмма для определения расчетной электрической нагрузки.

отложены значения $1/\sqrt{n_3}$, тогда зависимости K_c от n_3 при заданных K_u становятся линейными. Интересно, что при таком подходе на шкале абсцисс регистрируются значения n_3 от 0 до ∞ , в то время как кривые Руководящих указаний регистрируют интервал n_3 от 0 до 200. При $n_3 \rightarrow \infty$ коэффициент спроса становится равным генеральному коэффициенту использования. Таким образом, значения на шкале ординат характеризуют графические зависимости по коэффициенту использования.

Пример. Эффективное число электроприемников в однородной группе с генеральным коэффициентом использования $K_u=0,6$ равно 25. Суммарная номинальная нагрузка электроприемников составляет 100 кВт. На рис. 2 графически показан путь нахождения коэффициента спроса для приведенного примера, который равен 0,68. Отсюда расчетная нагрузка составляет 68 кВт.

Таким образом, рис. 2 является графической интерпретацией полученных результатов и представляет собой простую для использования в практике проектирования номограмму.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Гнеденко Б. В., Мешель Б. С. О статистических методах расчета и исследования электрических нагрузок промышленных сетей. — «Электричество», 1961, № 2.
- Указания по определению электрических нагрузок в промышленных установках. — «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок». М., «Энергия», 1966, № 6.
- Гнеденко Б. В., Мешель Б. С. О методе определения расчетных нагрузок промышленных предприятий. — «Электричество», 1959, № 2.
- Каялов Г. М. Определение расчетных нагрузок промышленных электрических сетей по методу упорядоченных диаграмм нагрузки. Материалы научно-технического совещания по определению электрических нагрузок и регулированию напряжения промышленных предприятий. М., Госэнергоиздат, 1958, вып. 3.

[7.5.1976]

УДК 621.313.3.018.782.3.001.24

Метод расчета переходных процессов регулируемых электрических машин

Доктор техн. наук ШАКАРЯН Ю. Г., канд. техн. наук ЗАГОРСКИЙ А. Е.

Москва

Известно большое количество методов исследования переходных процессов в электрических машинах. Эти методы условно можно разделить на две группы — методы анализа и методы синтеза. Достоинство первых в том, что для уже выбранной или применяемой структуры можно определить все нужные переменные и параметры. Однако, если идет поиск требуемой структуры регулирования, эти методы не могут считаться удовлетворительными, ибо в общем случае необходимо перебирать большое число структур регулирования, варьировать достаточно большое число коэффициентов и др. Поэтому во многих случаях такому методу анализа предпочитают прямую наладку системы регулирования в лабораторных или производственных условиях.

В качестве методов синтеза применяются различные методы, основанные на использовании теории инвариантности, теории оптимальных процессов и др. [Л. 1 и 2].

Применение этих методов требует решения полной системы дифференциальных уравнений электрической машины, что, как известно, сопряжено со значительными трудностями и, как правило, требует применения цифровых или аналоговых вычислительных машин. При этом теряется возможность установить общие аналитические зависимости.

Для регулируемых электрических машин, в частности, для машин, работающих в автономных электрических системах, может быть предложен достаточно простой и наглядный метод расчета переходных процессов¹.

Идея метода состоит в раздельном и поочередном решении дифференциальных уравнений машины — уравнений статора и ротора или наоборот. В основу положен тот факт,

что в электрической машине имеются переменные (будем их называть управляемыми), связанные с электромагнитной инерцией (магнитный поток) и с механической инерцией (частота вращения ротора), которые ни при каких обстоятельствах не могут изменяться скачком.

Задавшись, скажем, законом изменения частоты вращения и одного из потокосцеплений машины (статора, ротора или воздушного зазора), решаем раздельно дифференциальные уравнения статора и ротора, откуда определяются требуемые (искомые) зависимости. Если полученный характер переходных процессов или характер изменения искомых переменных не удовлетворяет заранее сформулированным требованиям, то расчет повторяется при других законах изменения выбранных управляемых переменных.

Разумеется, предложенный метод позволяет найти не единственную закономерность изменения управляемых переменных, а некоторую совокупность, удовлетворяющую поставленным требованиям.

Однако сказанное не следует расценивать как недостаток метода. Во-первых, количество законов изменения потокосцеплений машины и частоты вращения ограничено возможностями технической реализации, во-вторых, на практике интересуются не абсолютно лучшими законами регулирования, а теми, которые удовлетворяют поставленным требованиям изменения тех или иных параметров энергии.

Как будет показано ниже, такой подход позволяет в ряде случаев получить общие аналитические зависимости, связывающие характер переходных процессов с параметрами машины.

Покажем на конкретных примерах методику применения указанного метода. Пусть машина двойного питания (МДП) работает в автономной системе и требуется рассчитать пере-

¹ Метод расчета разработан с участием В. С. Мнацаканяна.

ходные процессы при включении или отключении нагрузки. Здесь обычно предъявляются определенные требования в отношении характера изменения напряжения статора $u(t)$ в течение переходного процесса.

Запишем уравнения МДП в комплексной форме. Согласно [Л. 3]

$$\left. \begin{aligned} -\bar{u} &= ri + \frac{d\bar{\psi}}{dt} + j\omega_0\bar{\psi}, \\ \bar{u}_f &= x_{ad}\bar{i}_f + T_f \frac{d\bar{\psi}_f}{dt} + j(\omega_0 - \omega_r)T_f\bar{\psi}_f; \\ \bar{\psi} &= \bar{x}i + x_{ad}\bar{i}_f; \\ \bar{\psi}_f &= \mu\bar{x}i + x_{ad}\bar{i}_f. \end{aligned} \right\} ^*$$
(1)

Добавим к этим уравнениям уравнения нагрузки:

$$\bar{u} = R_h\bar{i} + j\omega_0x_h\bar{i} + x_h \frac{d\bar{i}}{dt}. \quad (2)$$

Примем в качестве управляемых переменных частоту вращения ротора $\omega_r(t)$ и потокосцепление статора $\bar{\psi}(t)$.

Предположим, что $\omega_r(t) = \text{const}$, что обычно имеет место в подобного рода случаях, а

$$\bar{\psi}(t) = \bar{\psi}_0 + (\bar{\psi}_\infty - \bar{\psi}_0)e^{-\alpha t}, \quad (3)$$

где $\bar{\psi}_0$ и $\bar{\psi}_\infty$ — значения потокосцепления статора в начальном и конечном режимах; α — некоторый коэффициент.

Тогда из (2), (3) и первого уравнения системы (1) можно достаточно просто определить зависимости $\bar{i}(t)$ и $\bar{u}(t)$. Если полученная зависимость $\bar{u}(t)$ удовлетворяет требованиям (обычно задается граница минимальных и максимальных значений u), то только тогда из второго уравнения системы (1) определяются требуемые значения напряжения ротора $\bar{u}_f(t)$. Если же кривая $\bar{u}(t)$ не удовлетворяет поставленным требованиям, нет смысла в решении уравнений ротора. Нужно изменить закон регулирования (3) и добиться требуемой зависимости $\bar{u}(t)$. Лишь после того, как эта зависимость будет определена, имеет смысл определять зависимости $\bar{i}_f(t)$; $\bar{\psi}_f(t)$ и $\bar{u}_f(t)$.

Приведем еще один пример. Пусть к зажимам автономно работающего генератора подключается асинхронный двигатель. Его уравнения соответствуют (1) при $\bar{u}_f = 0$.

В качестве управляемых переменных примем в данном случае частоту вращения и поток ротора асинхронного двигателя

$$\omega_{rAD} = f_1(t) \text{ и } \bar{\psi}_f|_{AD} = f_2(t).$$

Тогда уравнение роторных контуров асинхронного двигателя записывается в виде

$$0 = x_{adAD}\bar{i}_{fAD} + \frac{d\bar{\psi}_{fAD}}{dt} + j(\omega_0 - \omega_{rAD})\bar{\psi}_{fAD}. \quad (4)$$

Здесь ось координат принята совпадающей с направлением вектора $\bar{\psi}_{fAD}$. По этой причине в уравнении (4) потокосцепление $\bar{\psi}_{fAD}$ — скалярная величина.

Из уравнения (4) может быть определена зависимость $\bar{i}_{fAD}(t)$. Из третьего соотношения (1) и $\bar{i}_{fAD}(t)$ можно определить зависимость $\bar{i}_{AD} = \bar{i}(t)$, а из первого соотношения (1) — найти зависимость $\bar{u}_{AD} = \bar{u}(t)$. Далее уже можно определить $\bar{i}_{fr}(t)$, $\bar{\psi}_{fr}(t)$ и $\bar{u}_{fr}(t)$ (индекс «fr» присваивается генератору, питющему асинхронный двигатель).

В рассматриваемых выше примерах в качестве генератора принималась машина двойного питания. Можно было бы принять не МДП, а синхронный генератор и исследовать переходные процессы при одних и тех же, что и в МДП зажимах изменениях тех или иных переменных.

Следовательно, метод еще удобен и тем, что позволяет сравнивать друг с другом и различные машины (например, синхронный генератор и МДП) при одних и тех же законах изменения динамических переменных.

Еще раз укажем, что предложенный метод, конечно, далеко не всегда позволяет решать поставленные задачи.

* Обозначения переменных соответствуют [Л. 3].

Во-первых, сохраняется перебор пусть и ограниченного числа, законов изменения выбранных переменных. Во-вторых, на основе метода не дается однозначная рекомендация по структуре регулирования, в-третьих, не всегда его применение позволяет получить аналитические решения.

Подобный метод, по нашему мнению, прежде всего целесообразно применять для проведения различного рода качественных оценок переходных процессов, для сравнения между собой различных машин, для ответа на вопрос о принципиальном влиянии того или иного параметра электрической машины на качество переходного процесса.

Рассмотрим некоторые примеры использования изложенного метода для расчета переходных процессов электрических машин, работающих в автономных системах.

Пример 1. Предположим, что синхронный генератор работает на активную нагрузку (R_h). Потребуем, чтобы при изменении скорости вращения потокосцепление статора $\bar{\psi}$ оставалось неизменным.

Уравнения синхронного генератора в этом случае, записанные в осях d, q :

$$\left. \begin{aligned} u_q &= ri_q - \omega_r\psi_d + \frac{d\psi_q}{dt}; \\ u_d &= ri_d + \omega_r\psi_q + \frac{d\psi_d}{dt}; \\ u_{fd} &= x_{ad}i_{fd} + T_f \frac{d\psi_{fd}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Используя выражения для потокосцеплений статора и ротора [Л. 3], получим выражения:

$$\left. \begin{aligned} x_{ad}i_{fd} &= \psi_d - x_d i_d; \\ \psi_{fd} &= \psi_d - x' d i_d. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Совместное решение (5) и (6) дает:

$$\left. \begin{aligned} u_q &= ri_q - \omega_r\psi_d + \frac{d\psi_q}{dt}; \\ u_d &= ri_d + \omega_r\psi_q + \frac{d\psi_d}{dt}; \\ u_{fd} &= \psi_d - x_d i_d + T_f \frac{d\psi_d}{dt} - x' d T_f \frac{di_d}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Как указывалось выше, требуется, чтобы потокосцепления статора ψ_q и ψ_d оставались бы неизменными, т. е.

$$\psi_d = \psi_{dh} = \text{const}; \quad \psi_q = \psi_{qh} = \text{const}.$$

При этом функция $\omega_r(t)$ считается известной:

$$\omega_r(t) = \omega_{rh} \pm k_1 \omega_{rh} (1 - e^{-\alpha t}). \quad (8)$$

Тогда из уравнений (7) и (8) получим:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i} &= -\frac{\bar{\psi}}{r + R_h} j [\omega_{rh} \pm k_1 \omega_{rh} (1 - e^{-\alpha t})]; \\ i_q &= \text{Re}(\bar{i}); \quad i_d = \text{Im}(\bar{i}). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Имея эти выражения, легко определить значения $i_{fd}(t)$ и $u_{fd}(t)$, которые мы здесь не приводим.

Рассмотренный случай поддержания постоянства потокосцепления статора соответствует регулированию напряжения синхронного генератора пропорционально частоте.

Пример 2. Изменение потокосцепления статора синхронного генератора обратно пропорционально частоте.

Потребуем, чтобы при изменении частоты вращения ротора потокосцепления ψ_d и ψ_q изменились по законам:

$$\psi_q = \psi_{qh} \frac{\omega_{rh}}{\omega_r}; \quad \psi_d = \psi_{dh} \frac{\omega_{rh}}{\omega_r}. \quad (10)$$

Для экспоненциального закона изменения ω_r получим:

$$\psi_q = \frac{\psi_q}{1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})}; \quad \psi_d = \frac{\psi_d}{1 + k_1 (1 - e^{-\alpha t})}. \quad (11)$$

Пренебрегая активным сопротивлением статора ввиду его малости [Л. 3], получим:

$$\left. \begin{aligned} u_q &= -\omega_r \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} = -\omega_{rh} \psi_{dh} \pm \\ &\pm \psi_{qH} \frac{k_1 \alpha e^{-\alpha t}}{[1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})]^2}; \\ u_d &= \omega_r \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} = \omega_{rh} \psi_{dh} \pm \\ &\pm \psi_{dh} \frac{k_1 \alpha e^{-\alpha t}}{[1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})]^2}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Анализ выражений (12) показывает, что при изменении потокосцеплений ψ_q и ψ_d по принятому закону напряжения U_q , U_d и $u = \sqrt{U_q^2 + U_d^2}$ остаются практически неизменными. На самом деле, отклонения напряжений обусловлены лишь составляющими $\frac{d\psi_q}{dt}$ и $\frac{d\psi_d}{dt}$, которые оказываются малыми по сравнению с неизменными составляющими $\omega_{rh} \psi_{dh}$ и $\omega_{rh} \psi_{dh}$.

Работа синхронного генератора с постоянным напряжением при переменной частоте характерна для систем отбора мощности. В этом случае, как правило, $\cos \varphi_H$ близок к единице, поэтому примем значение $x_H = 0$, а уравнение нагрузки запишем в виде:

$$u_q = R_H i_q; \quad u_d = R_H i_d; \quad \bar{u} = R_H \bar{i}. \quad (13)$$

Подставив (12) в (13), легко получить ток статора и, используя его значения и выражение (7), напряжение и ток ротора

$$\begin{aligned} i_{fd} &= \frac{\psi_{dh}}{R_H [1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})]^2} \left[R_H + \omega_{rh} x_d \pm \right. \\ &\pm \left. \frac{k_1 \alpha T_f e^{-\alpha t}}{1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})} \right] + \psi_{qH} \frac{k_1 \alpha e^{-\alpha t}}{R_H [1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})]^2} \times \\ &\times \left[x_d \pm \alpha T_f x'_d \pm \frac{2k_1 x'_d \alpha T_f e^{-\alpha t}}{1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})} \right]; \\ i_{fd} &= \frac{\psi_{dh}}{x_{ad} R_H} \left[\frac{R_H}{1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})} + \omega_{rh} x_d \right] + \\ &+ \frac{\psi_{qH} k_1 \alpha x_d e^{-\alpha t}}{x_{ad} R_H [1 \pm k_1 (1 - e^{-\alpha t})]}. \end{aligned} \quad (14)$$

Пример 3. Постоянство потокосцепления статора МДП.

Потребуем, чтобы при изменении частоты вращения ротора потокосцепления ψ_q и ψ_d статора оставались неизменными. Частота статора МДП остается неизменной [Л. 3].

А это означает, что при неучете активного сопротивления статора напряжения u_q , u_d и u машины остаются неизменными:

$$u_q = -\omega_{rh} \psi_{dh}; \quad u_d = \omega_{rh} \psi_{dh}; \quad \bar{u} = j \omega_{rh} \bar{\psi}_{dh}. \quad (15)$$

В этом случае из уравнения нагрузки получим:

$$\frac{d\bar{i}}{dt} + \left(\frac{R_H}{x_H} + j \omega_{rh} \right) \bar{i} = j \frac{\omega_{rh}}{x_H} \bar{\psi}_{dh}. \quad (16)$$

Решение этого уравнения без правой части дает

$$\bar{i} = \bar{c} e^{-\left[\frac{R_H}{x_H} t - j \omega_{rh} t \right]}.$$

С правой частью

$$\bar{i} = -\frac{\omega_{rh} \bar{\psi}_{dh}}{R_H + j \omega_{rh} x_H} + \bar{c} e^{-\left[\frac{R_H}{x_H} t + j \omega_{rh} t \right]}. \quad (17)$$

$$\text{При } t = 0 \quad \bar{i} = -\frac{\omega_{rh} \bar{\psi}_{dh}}{R_H + j \omega_{rh} x_H}, \quad \text{откуда } \bar{c} = 0.$$

Полученный результат понятен и физически. При неизменных напряжении и частоте статора ток также будет неизменным независимо от характера нагрузки.

Подставив значение \bar{i} в выражение для напряжения ротора, после преобразований получим:

$$\begin{aligned} |u_f| &= \frac{\psi_{dh}}{R_H^2 + \omega_{rh}^2 x_H^2} \sqrt{R_H^2 + \omega_{rh}^2 x_H^2 + \omega_{rh} R_H x_d + T_f [\omega_{rh} - \\ &- \omega_{rh} \pm \omega_{rh} k_1 (1 - e^{-\alpha t})] \omega_{rh}^2 x_H x'_d} + \{\omega_{rh}^2 x_H x_d + \\ &+ (R_H^2 + \omega_{rh}^2 x_H^2 + \omega_{rh} R_H x'_d) T_f [\omega_{rh} - \omega_{rh} \pm \\ &\pm \omega_{rh} k_1 (1 - e^{-\alpha t})]\}^2; \end{aligned} \quad (18)$$

$$|i_f| = \frac{\psi_{dh}}{x_{ad} R_H} \sqrt{(R_H^2 + \omega_{rh}^2 x_H^2 + \omega_{rh} R_H x_d)^2 + (\omega_{rh}^2 x_H x_d)^2}.$$

Рассмотренные примеры анализа переходных процессов показывают, что использование представленного метода позволяет в ряде случаев получить достаточно удобные аналитические выражения для расчета токов и напряжений электрических машин в переходных режимах при постоянной и переменной частоте вращения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Менский Б. М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. М., «Машиностроение», 1972.
- Болтянский В. Г. Математические методы оптимального управления. М., «Наука», 1969.
- Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969.

[25.1.1977]

УДК 621.313.044.6.017.77.001.24

Температурное поле полюсов машин постоянного тока

Канд. техн. наук БОГАЕНКО И. Н., инж. ТИМОФЕЕВ Ю. А.

Опыт эксплуатации электродвигателей постоянного и переменного тока главных приводов чистовых и черновых клетей прокатных станов и вспомогательных механизмов, а также тяговых двигателей показал, что их обмотки возбуждения весьма нагружены в тепловом отношении [Л. 1—3]. Поскольку в конструктивном исполнении обмотки воз-

буждения этих машин идентичны, температурные поля полюсов можно рассчитать по одной и той же методике с учетом характера течения охлаждающей среды. Обмотки возбуждения машин постоянного тока находятся в неподвижном состоянии и охлаждаются в основном аксиальной составляющей воздушного потока в межполюсном пространстве,

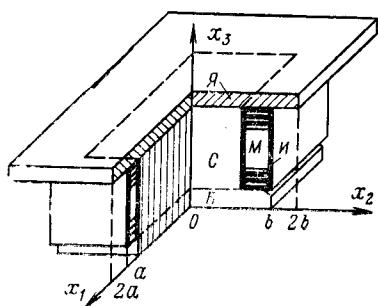
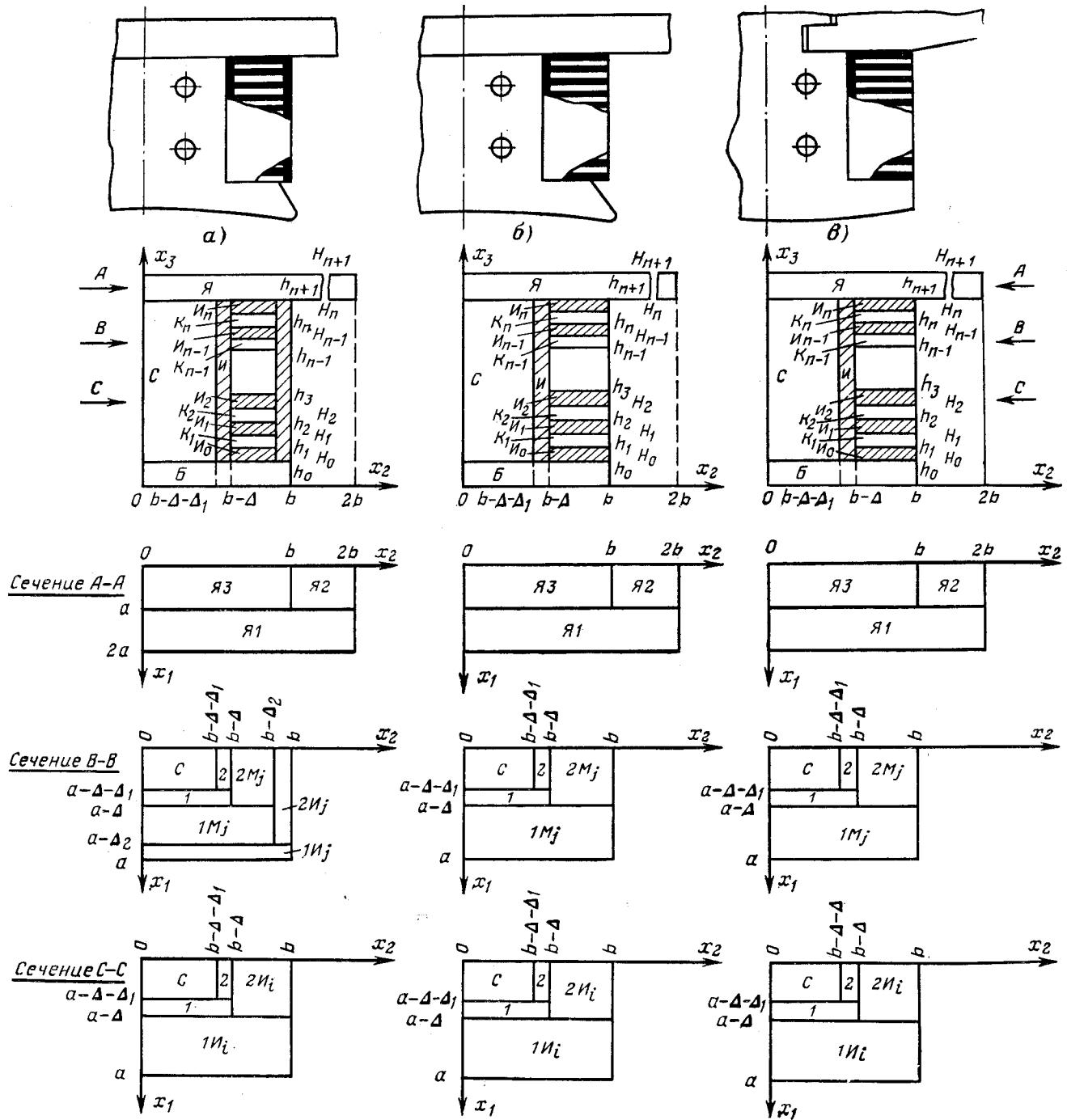


Рис. 1. К расчету температурного поля главного полюса с однорядной обмоткой.

обмотки возбуждения синхронных машин вращаются и охлаждаются как аксиальной, так и тангенциальной составляющей воздушного потока.

В обеих конструкциях аксиальная симметрия поля температуры обеспечивается неизменностью расхода охлаждающей среды вдоль полюса, а тангенциальная симметрия достигается за счет высокой теплопроводности меди.

Незначительное влияние нагрева одних обмоток и элементов электрических машин постоянного тока и синхронных явнополюсных машин на темпе-



ратуру других дает возможность исследовать и расчитывать нагрев электрических машин по отдельным узлам. При этом уменьшается число операционных блоков вычислительной машины и упрощается программирование.

Рассмотрим методику расчета температурного поля на примере полюса машины постоянного тока (рис. 1).

Конструктивное исполнение полюсов, разрез в плоскости $x_2\partial x_3$, сечения в плоскости $x_1\partial x_2$ представлены на рис. 2. (Разрезы в плоскостях $x_1\partial x_3$ и $x_2\partial x_3$ аналогичны.)

В области $V_x = V_{x1} + V_{x2} + V_{x3}$ температурное поле описывается уравнением

$$\sum_{k=1}^3 \lambda_{xk} \frac{\partial^2 \theta_x}{\partial x_k^2} = q_x [1 + \alpha \theta_x (x_1, x_2, x_3)] \quad (1)$$

и краевыми условиями:

$$\frac{\partial \theta_x}{\partial x_k} = \lambda_{xk}^{-1} \omega_{ke}^{(x)} (x_\mu, x_\eta), \quad \mu \neq k, \quad \mu \neq \eta; \quad (2)$$

$$\lambda_{xk} \frac{\partial \theta_x}{\partial x_k} + \frac{\theta_x}{R_{xk}} = 0; \quad (3)$$

$$\lambda_{xk} \frac{\partial \theta_x}{\partial x_k} - \frac{\theta_x}{R_{xk}} = 0 \quad (4)$$

при $x_k = a_{ke}^{(x)}$

и условиями согласования в области $V_x \cap V_{\tilde{x}}$

$$\theta_x = \theta_{\tilde{x}}, \quad (5)$$

где

- если $\chi = Я1$, то $\tilde{\chi} = Я2; Я3;$
- если $\chi = Я3$, то $\chi = Я2; C; 1; 2; 1И_i; 2И_n;$
- если $\chi = 1$, то $\tilde{\chi} = 2; C;$
- если $\chi = 2$, то $\tilde{\chi} = C;$
- если $\chi = Б$, то $\tilde{\chi} = C; 1; 2; 1И_i; 2И_n;$
- если $\chi = 1И_i$, то $\chi = 1; 2; И_i;$
- если $\chi = 2И_i$, то $\tilde{\chi} = 1; 2;$
- если $\chi = 2M_j$, то $\tilde{\chi} = 1; 2; M_j; 1H_j; 2H_j; 1И_j; 1И_{j-1};$
- если $\chi = 2M_j$, то $\tilde{\chi} = 1; 2; 2H_j; 2И_j; 2И_{j-1};$
- если $\chi = 1H_j$, то $\tilde{\chi} = 2И_j; 2И_{j-1}.$

Здесь λ_{xk} — коэффициент теплопроводности; α — температурный коэффициент, для меди $\alpha = 0,04$; χ — область; k — указывает компоненту λ вдоль каждой из осей координат; $R_{xk} = \frac{1}{h_{xk} S_{xk}}$ — тепловое сопротивление вдоль каждой из осей координат; h_{xk} — коэффициент теплоотдачи; S_{xk} — теплоотдающая поверхность; $\omega_{ke}^{(x)}$ — k -я компонента теплового потока на границе области; q_x — удельные потери.

Потери в меди катушки определяются с учетом их зависимости от температуры:

$$q_\vartheta = q_0 (1 + \alpha \vartheta),$$

где q_0 — удельные потери при превышении температуры меди обмотки, равном нулю ($\vartheta = 0$), т. е. $q_0 = p_0/Q$; p_0 — суммарные потери в обмотке при $\vartheta = 0$; Q — объем обмотки.

При установившемся значении температуры ($t = \infty$) потери вычисляются при ожидаемом превышении температуры:

$$q_y = q_0 (1 + \alpha \vartheta_y).$$

Опыты показывают [Л. 3], что нагрев обмоток и сердечников главных и дополнительных полюсов по окружности машины симметричен. Это позволяет рассматривать тепловые процессы только в одном секторе с углом $360^\circ/4p$, где p — число пар полюсов. Половина этого сектора представлена на рис. 1.

На рис. 1 и 2 принято: a и b — геометрические размеры катушки полюса; Δ — ширина полосовой меди с наружной изоляцией; Δ_1 — толщина корпусной изоляции; Δ_2 — толщина наружной изоляции; $2a, 2b$ — условно принятые линейные размеры ярма станины, в пределах которых сказывается влияние температурного поля обмотки полюса.

Для сокращения записи вид области V_x , удельных потерь q_x и вид „независимых“ краевых задач устанавливаются в соответствии с табл. 1, где в левом верхнем углу клеток указан номер краевого условия, в правом нижнем углу клетки — значение $a_{ke}^{(\gamma)}$ ($e = 1, 2; k = 1, 2, 3; i = 0, 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, n$).

Функции $\omega_{ke}^{(x)} (x_\mu, x_\eta)$ ищем в виде

$$\omega_{ke}^{(x)} = M_{ke}^{(x)} + \sum_{m_\mu} \sum_{m_\eta} L_{ke}^{(x)} (m_\mu, m_\eta) \frac{\cos \beta_\mu x_\mu \cos \beta_\eta x_\eta}{\operatorname{ch} V \beta_\mu^2 + \beta_\eta^2 d}, \quad (7)$$

где

$$(6) \quad d = \sum_{k=1}^3 |a_{ke}^{(x)}|; \quad \beta_\mu = \frac{\pi m_\mu}{a_{\mu 2} - a_{\mu 1}};$$

$m_\mu = 1, 2, \dots$; $L_{ke}^{(x)}, M_{ke}^{(x)}$ — постоянные;

$$\omega_{ke}^{(\gamma)} = 0 \quad \text{при } k=1; \chi = Я2; Я3; C; Б; 2; 2И_i; 2M_j; \\ k=2; \chi = Я1; Я3; C; 1; Б; 1И_i; 2M_j;$$

$$\omega_{ke}^{(\gamma)} = 0 \quad \text{при } k=e=1; \chi = Я2; Я3; C; Б; 2; 2И_i; 2M_j; 2H_j; \\ k=2e=1; \chi = Я1; Я3; C; 1; Б; 1И_i; 1M_j; 1И_j;$$

$\omega_{ke}^{(x)} = \omega_{ke}^{(\tilde{x})}$ в области $V_x \cap V_{\tilde{x}}$, где χ и $\tilde{\chi}$ удовлетворяют (6).

Таблица 1

Краевая задача, удельные потери, вид области	Значение χ												
	χ_1	χ_2	χ_3	C	1	2	\mathcal{B}	$1H_i$	$2H_i$	$1M_i$	$2M_i$	$1H_j$	$2H_j$
x_1	$a_{11}^{(\chi)}$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
			0	0	0	$a - \Delta - \Delta_1$		0	0	$a - \Delta$	0	$a - \Delta$	0
x_2	$a_{12}^{(\chi)}$	3	2	2	2	2	2	3	2	2	2	3	2
		$2a$	a	a	$a - \Delta - \Delta_1$	$a - \Delta$	$a - \Delta - \Delta_1$	a	a	$a - \Delta$	$a - \Delta_2$	$a - \Delta$	$a - \Delta_2$
x_3	$a_{21}^{(\chi)}$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
		0	b	0	0	0	$b - \Delta - \Delta_1$	0	$b - \Delta$	0	$b - \Delta$	0	$b - \Delta_2$
x_3	$a_{22}^{(\chi)}$	3	3	2	2	2	2	3	3	2	2	3	3
		$2b$	$2b$	b	$b - \Delta - \Delta_1$	$b - \Delta$	$b - \Delta$	b	b	$b - \Delta_2$	$b - \Delta_2$	b	b
x_3	$a_{31}^{(\chi)}$	4	4	2	2	2	2	4	2	2	2	2	2
		h_{n+1}	h_{n+1}	h_{n+1}	H_0	H_0	H_0	H_i	H_i	h_j	h_j	h_j	h_j
x_3	$a_{32}^{(\chi)}$	3	3	3	2	2	2	2	2	2	2	2	2
		H_{n+1}	H_{n+1}	H_{n+1}	h_{n+1}	h_{n+1}	H_0	h_{i-1}	h_{i+1}	H_j	H_j	H_i	H_j
q_χ		0	0	0	0	0	0	0	0	$-q_0$	$-q_0$	0	0
$V_{\chi 1}$	$a; 2a$	$0; a$	$0; a$	$0; a$	$0; a - \Delta - \Delta_1$	$a - \Delta - \Delta_1$	$0; a - \Delta - \Delta_1$	$0; a$	$a - \Delta; a$	$0; a - \Delta$	$a - \Delta_2$	$0; a - \Delta_2$	$0; a - \Delta_2$
$V_{\chi 2}$	$0; 2b$	$b; 2b$	$0; b$	$0; b$	$0; b - \Delta - \Delta_1$	$b - \Delta - \Delta_1$	$0; b - \Delta$	$0; b$	$b - \Delta$	$0; b$	$b - \Delta_1$	$0; b - \Delta_2$	$b - \Delta_2$
$V_{\chi 3}$	h_{n+1} H_{n+1}	h_{n+1} H_{n+1}	h_{n+1} H_{n+1}	$H_0; h_{n+1}$	$H_0; h_{n+1}$	$H_0; H_0$	$H_{i1}; h_{i+1}$	$H_{i1}; h_{i+1}$	$h_j; H_j$	$h_j; H_j$	$h_j; H_j$	$h_j; H_j$	$h_j; H_j$

Таблица 2

Значения	Номера формул для расчета параметров ряда (9) при χ , равном												
	χ_1	χ_2	χ_3	C	1	2	\mathcal{B}	$1H_i$	$2H_i$	$1M_i$	$2M_i$	$1H_j$	$2H_j$
$V=1$	$\mu=1$	(19)	(18)	(18)	(18)	(18)	(18)	(19)	(18)	(18)	(18)	(19)	(18)
	$\mu=2$	(12), (15)	(12), (14)	(11), (14)	(11), (14)	(11), (14)	(12), (14)	(11), (15)	(12), (15)	(11), (14)	(11), (14)	(12), (15)	(11), (14)
	$\mu=3$	(13), (16)	(13), (16)	(12), (15)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)
$V=2$	$\mu=1$	—	(11), (14)	(11), (14)	(11), (14)	(12), (14)	(11), (14)	(12), (15)	(11), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(11), (14)
	$\mu=2$	—	(18)	(18)	(18)	(18)	(18)	(19)	(18)	(18)	(18)	(18)	(19)
	$\mu=3$	—	(13), (16)	(12), (15)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)
$V=3$	$\mu=1$	—	—	(11), (14)	(11), (14)	(12), (14)	(11), (14)	(12), (15)	(11), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(12), (14)	(11), (14)
	$\mu=2$	—	—	(11), (14)	(11), (14)	(11), (14)	(12), (14)	(11), (15)	(12), (15)	(11), (14)	(11), (14)	(12), (14)	(11), (14)
	$\mu=3$	—	—	(19)	(18)	(18)	(18)	(20)	(18)	(18)	(18)	(18)	(18)

Вид $\vartheta_\chi(x_1, x_2, x_3)$ определяется из решения «независимых» задач, а коэффициенты ряда (7) определяются при решении условий согласования (5). «Независимые» краевые задачи решаем методом разделения переменных. Решение имеет вид:

$$\vartheta(x_1, x_2, x_3) = \sum_{v=v(\chi)} \left[\sum_{m_\mu} \sum_{m_\eta} A_\chi^{(v)} \operatorname{ch} \gamma_\chi^{(v)} x_v + \right.$$

$$\left. + B_\chi^{(v)} \operatorname{sh} \gamma_\chi^{(v)} x_v \right] x_{\mu\chi}^{(v)}(x_\mu) x_{\eta\chi}^{(v)}(x_\eta) \Big] + \frac{q_\chi}{\alpha q_0}, \quad (9)$$

где

$$x_{\mu\chi}^{(v)}(m_\mu, x_\mu) = \cos \xi_{\mu\chi}^{(v)} x_\mu + C_{\mu\chi}^{(v)} \sin \xi_{\mu\chi}^{(v)} x_\mu; \quad (10)$$

$$\mu, \eta \neq v; \mu \neq \eta; \mu, \eta \in \{1, 2, 3\}.$$

Коэффициенты $C_{\mu\chi}^{(v)}$ вычисляются в зависимости от индексов μ , v , χ по формулам:

$$C_{\mu\chi}^{(v)} = 0; \quad (11)$$

$$C_{\mu\chi}^{(v)} = \operatorname{tg} \xi_{\mu\chi}^{(v)} a_{\mu 1}^{(\chi)}; \quad (12)$$

$$C_{\mu\chi}^{(v)} = \frac{1 + \lambda_{\chi\mu} R_{\chi\mu} \xi_{\mu\chi}^{(v)} \operatorname{tg} \xi_{\mu\chi}^{(v)} a_{\mu 1}^{(\chi)}}{\lambda_{\chi\mu} R_{\chi\mu} \xi_{\mu\chi}^{(v)} - \operatorname{tg} \xi_{\mu\chi}^{(v)} a_{\mu 1}^{(\chi)}}. \quad (13)$$

Собственные значения $\xi_{\mu\chi}^{(v)}$ в зависимости от индексов μ , v , χ определяем по формулам:

$$\xi_{\mu\chi}^{(v)} = \frac{\pi m_{\mu}}{a_{\mu 2}^{(\chi)} - a_{\mu 1}^{(\chi)}}, \quad m_{\mu} = 0, 1, 2, \dots \quad (14)$$

$$\operatorname{ctg} \xi_{\mu\chi}^{(v)} (a_{\mu 2}^{(\chi)} - a_{\mu 1}^{(\chi)}) = \lambda_{\chi\mu} R_{\chi\mu} \xi_{\mu\chi}^{(v)}, \quad m_{\mu} = 1, 2, \dots; \quad (15)$$

$$\operatorname{ctg} \xi_{\mu\chi}^{(v)} (a_{\mu 2}^{(\chi)} - a_{\mu 1}^{(\chi)}) = \frac{1}{2} \left(\lambda_{\chi\mu} R_{\chi\mu} \xi_{\mu\chi}^{(v)} - \frac{1}{\lambda_{\chi\mu} R_{\chi\mu} \xi_{\mu\chi}^{(v)}} \right), \quad m_{\mu} = 1, 2, \dots, \quad (16)$$

т. е. $\xi_{\mu\chi}^{(v)} = \xi_{\mu\chi}^{(v)} (m_{\mu})$;

$$\gamma^{(v)} = \left\{ \lambda_{\chi\mu}^{-1} \left(\sum_{k=1}^3 \lambda_{\chi k} [\xi_{\mu\chi}^{(v)}]^2 + \alpha q_{\chi} - \lambda_{\chi\mu} [\xi_{\mu\chi}^{(v)}]^2 \right) \right\}^2. \quad (17)$$

Коэффициенты $A_{\chi}^{(v)}$ и $B_{\chi}^{(v)}$ в зависимости от индексов χ , v определяются из формул:

$$\begin{aligned} & \frac{\int_{V_{\chi\mu}} \int_{V_{\chi\eta}} [\psi_{\nu 2}^{(\chi)} \omega_{\nu 1}^{(\chi)} (x_{\mu}, x_{\eta}) - \psi_{\nu 1}^{(\chi)} \omega_{\nu 2}^{(\chi)} (x_{\mu} x_{\eta})] \times \\ & \quad E_{\chi\nu} \operatorname{sh} \gamma_{\chi}^{(v)} \times \\ & \quad \times x_{\mu\chi}^{(v)} (x_{\mu}) x_{\eta\chi}^{(v)} (x_{\eta}) dx_{\mu} dx_{\eta} = \\ & = \begin{cases} -A_{\chi}^{(v)} & \text{при } \psi_{\nu e}^{(\chi)} = \operatorname{ch} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu e}^{(\chi)}, \quad e = 1, 2; \\ B_{\chi}^{(v)} & \text{при } \psi_{\nu e}^{(\chi)} = \operatorname{sh} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu e}^{(\chi)}, \quad e = 1, 2; \end{cases} \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\varphi_{\nu 2}^{(\chi)} \int_{V_{\alpha\mu}} \int_{V_{\alpha\eta}} \omega_{\nu 1}^{(\chi)} (x_{\mu} x_{\eta}) x_{\mu\chi}^{(v)} (x_{\mu}) x_{\eta\chi}^{(v)} (x_{\eta}) dx_{\mu} dx_{\eta} +}{E_{\chi\nu} [\varphi_{\nu 2}^{(\chi)} \psi_{\nu 1}^{(\chi)} -} \\ & \quad + \frac{q_{\chi} E_{\alpha\nu}}{\alpha q_0} \varphi_{\nu 1}^{(\chi)} = \\ & = \begin{cases} A_{\chi}^{(v)} & \text{при } \varphi_{\nu 2}^{(\chi)} = \lambda_{\chi\nu} R_{\chi\nu} \gamma_{\chi}^{(v)} + \operatorname{th} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 2}^{(\chi)}; \\ \varphi_{\nu 1}^{(\chi)} = \operatorname{ch} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 1}^{(\chi)}; \\ \psi_{\nu 2}^{(\chi)} = 1 + \lambda_{\chi\nu} R_{\chi\nu} \gamma_{\chi}^{(v)} \operatorname{th} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 2}^{(\chi)}; \\ \psi_{\nu 1}^{(\chi)} = \operatorname{sh} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 1}^{(\chi)}; \\ + B & \text{при } \varphi_{\nu 2}^{(\chi)} = 1 + \lambda_{\chi\nu} R_{\chi\nu} \gamma_{\chi}^{(v)} \operatorname{th} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 2}^{(\chi)}; \\ \varphi_{\nu 1}^{(\chi)} = \operatorname{sh} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 1}^{(\chi)}; \\ \psi_{\nu 2}^{(\chi)} = \lambda_{\chi\nu} R_{\chi\nu} \gamma_{\chi}^{(v)} + \operatorname{th} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 2}^{(\chi)}; \\ \psi_{\nu 1}^{(\chi)} = \operatorname{ch} \gamma_{\chi}^{(v)} a_{\nu 1}^{(\chi)}. \end{cases} \quad (19) \end{aligned}$$

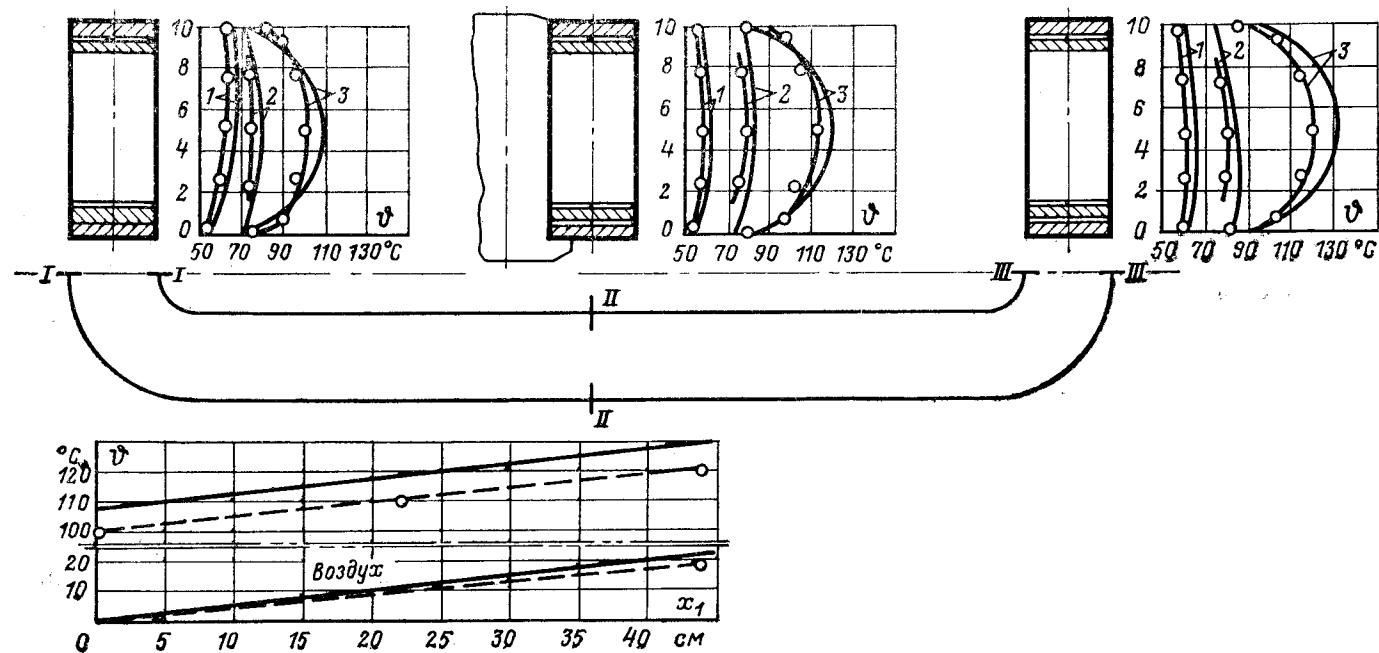


Рис. 3. Превышение температуры.

1 — наружной изоляции; 2 — корпусной изоляции; 3 — меди; —○— опытные данные; —— расчет.

По формуле (19) коэффициенты $A_x^{(v)}$ и $B_x^{(v)}$ могут быть определены при других значениях параметров:

$A_x^{(v)}$ определяется при

$$\varphi_{v2}^{(x)} = \lambda_{xv} R_{xv} \gamma_x^{(v)} - \operatorname{th} \gamma_x^{(v)} a_{v1}^{(x)}; \varphi_{v1}^{(x)} = \operatorname{ch} \gamma_x^{(v)} a_{v2}^{(x)};$$

$$\varphi_{v2}^{(x)} = \lambda_{xv} R_{xv} \gamma_x^{(v)} \operatorname{th} \gamma_x^{(v)} a_{v1}^{(x)} - 1;$$

$$\varphi_{v1}^{(x)} = \operatorname{sh} \gamma_x^{(v)} a_{v2}^{(x)};$$

$B_x^{(v)}$ определяется при

$$\varphi_{v2}^{(x)} = \lambda_{xv} R_{xv} \gamma_x^{(v)} \operatorname{th} \gamma_x^{(v)} a_{v1}^{(x)} - 1;$$

$$\varphi_{v1}^{(x)} = \operatorname{sh} \gamma_x^{(v)} a_{v2}^{(x)}; \varphi_{v2}^{(x)} = \lambda_{xv} R_{xv} \gamma_x^{(v)} - \operatorname{th} \gamma_x^{(v)} a_{v1}^{(x)};$$

$$\varphi_{v1}^{(x)} = \operatorname{ch} \gamma_x^{(v)} a_{v2}^{(x)}.$$

Параметры ряда (9) определяются по формулам, номера которых приведены в табл. 2.

Таким образом, для нахождения распределения температуры в какой-либо части полюса необходимо решить систему (5), определить коэффициенты рядов (7), подставить результаты в (9). Нет надобности знать распределение температуры в других частях полюса, что также удобно для анализа теплового процесса в той или иной его части.

Постоянные $L_{ke}^{(x)}$ и $M_{ke}^{(x)}$ могут быть определены из условия согласования (5). Используя (4), можно доказать существование единственности и ограниченности этих коэффициентов, а также оценку их приближенного решения. Кроме того, можно указать также номер n и определитель Δ_n , необходимые для вычисления $L_{ke}^{(x)}$ и $M_{ke}^{(x)}$. Задав эти коэффициенты в явном виде, можно получить коэффициенты $A_x^{(v)}$ и $B_x^{(v)}$ как функции коэффициентов определителя [Л. 4]. Задавая точность расчетов (в соответствии с вышеизложенным), получаем явный вид ϑ_x с наперед заданной точностью.

В аксиальном направлении полюса, т. е. в направлении оси температура обмотки монотонно возрастает на величину подогрева вентилирующего воздуха, что не учитывается в рассматриваемой методике. Поэтому к найденному превышению температуры элементов в любом сечении по x_1 необходимо прибавить величину подогрева воздуха вдоль витка полюса в данном сечении. Поскольку в электрической машине по всем параллельным путям воздух нагревается примерно одинаково, то его превышение с достаточной точностью можно считать по известной формуле

$$\vartheta_v = \frac{\Sigma p_v}{1,1 Q_1},$$

где Σp_v — потери машины, снимаемые вентилирующим воздухом; Q_1 — полный расход воздуха.

Методика расчета температурного поля полюсов, представленных на рис. 2, б и в, является част-

ным случаем рассмотренной методики для полюса, представленного на рис. 2, а, и отличается частичным изменением выбора условий согласования и выбором краевых условий.

Численные примеры расчета температурных полей различных полюсов рассмотренного типа проводились по программе, написанной для вычислительной машины БЭСМ-4 с использованием внешней памяти. Такие расчеты были проведены для полюсов тягового двигателя НБ-412М электровоза, тягового двигателя Р-113 электропоезда, двигателей ДП-72 и ДП-82 вспомогательных механизмов тонколистового стана горячей прокатки.

Настоящая работа позволит определить в процессах проектирования и эксплуатации более полную картину нагрева полюсов, зная которую можно принять своевременные и рациональные меры для снижения максимальных превышений температур и для выравнивания температур, т. е. повысить надежность работы машины.

Сравнение результатов теплового расчета с результатами эксперимента рассмотрим на полюсе электродвигателя НБ-412М. Методика и характер тепловых испытаний подробно изложены в [Л. 5].

Пример. Исходные данные: удельные потери $q = 0,256 \text{ Вт}/\text{см}^3$; число витков катушки $k_n = 21$; толщина полосовой меди $h = H = 0,41 \text{ см}$; ширина полосовой меди $h = \Delta = 3,2 \text{ см}$; высота катушки без корпусной изоляции $H_n - H_0 = 10 \text{ см}$; толщина корпусной изоляции $\Delta_1 = 0,17 \text{ см}$; толщина наружной изоляции $\Delta_2 = 0,17 \text{ см}$; толщина изоляции между витками $H - h = 0,07 \text{ см}$; ширина полосовой меди с наружной изоляцией $\Delta = 3,37 \text{ см}$; половина ширины башмака сердечника полюса $b' = 2,4 \text{ см}$; половина ширины сердечника полюса $b - \Delta - \Delta_1 = 1,8 \text{ см}$; длина активного участка витка $a + b = 31 \text{ см}$; геометрические размеры теплоотдающей поверхности ярма $2a = 51,6$; $2b = 10,4$; половина ширины катушки $b = 5,2 \text{ см}$; половина длины катушки $a = 25,8$; коэффициент теплопроводности изоляции $\lambda_{xk} = 0,00186 \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \text{°C}}$; коэффициент тепло-

проводности воздуха $\lambda_v = 0,0003 \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \text{°C}}$; коэффициент теплопроводности $h_{xk} = 0,0093 \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \text{°C}}$.

Некоторые результаты решения приведены на рис. 3.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Богаенко И. Н., Васильев Ю. К. Термовые и вентиляционные исследования электрических машин главного привода слябинга в условиях эксплуатации. — «Электросила», 1964, № 24.
- Богаенко И. Н., Шатунов М. А. Термовые исследования двигателей главных приводов чистовых клетей тонколистового стана горячей прокатки. — «Электротехника», 1975, № 3.
- Богаенко И. Н. О некоторых экспериментальных данных, необходимых для разработки методов расчета температурных полей электрических машин постоянного тока с применением электронных вычислительных машин. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1964, № 3.
- Богаенко И. Н., Тимофеев Ю. А. Стационарная теплопроводность в составных частях электрических машин. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1975, № 6.
- Богаенко И. Н. Исследование внутреннего распределения температур в обмотках электрических машин постоянного тока. Электромашинные средства автоматики. Киев, «Техника», 1966.

[27.11.1975]



Импульсные вторичные источники питания

с постоянным потреблением мощности

Кандидаты техн. наук БОЧАРОВ В. В., МИЗЮРИН С. Р., РЕЗНИКОВ О. Б., ЧОРБА В. Р.

Повышению мощности импульсных вторичных источников питания (ИВИП) с накопительным конденсатором сопутствует проблема сохранения качества напряжения первичного источника соизмеримой мощности [Л. 1]. Особенно остро указанная проблема проявляется в автономных энергосистемах, где в параллель с ИВИП работает стационарная нагрузка, критичная к модуляции питающего напряжения. В этом случае, помимо максимального к. п. д. и минимальной массы, ИВИП должен иметь постоянное входное сопротивление, обеспечивающее инвариантность потребляемой мощности по отношению к напряжению накопительного конденсатора.

Удовлетворить одновременно трем указанным требованиям представляется затруднительным. Действительно, максимум к. п. д. подразумевает отсутствие реактивных и постоянство активных составляющих всех токов в процессе зарядки накопительного конденсатора. Допустим, что оптимальный по к. п. д. закон управления зарядным процессом обеспечивает постоянство потребляемой мощности. При этом мощность, потребляемая накопительным конденсатором, должна меняться во времени по линейному закону:

$$P_{\text{н}}(t) = \frac{dW_{\text{н}}(t)}{dt} = C_{\text{н}} U_{\text{н}} \frac{dU_{\text{н}}}{dt} = C_{\text{н}} \frac{U_{\text{н}}^2}{t_3^2} t,$$

где $C_{\text{н}}$, $W_{\text{н}}$, $U_{\text{н}}$, t_3 — емкость, энергия, максимальное напряжение и время зарядки накопительного конденсатора.

Потребляемая мощность согласно основному требованию должна оставаться постоянной

$$P_{\text{вх}}(t) = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{\eta^2 t_3} = \text{const.}$$

Из условия сохранения баланса мощностей следует необходимость наличия промежуточного накопителя, развивающего на своих зажимах мощность, которая изменяется по линейному закону:

$$P_{\text{а.н}}(t) = P_{\text{вх}} - \frac{1}{\eta} P_{\text{н}}(t) = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{2t_3\eta} \left(1 - \frac{2}{t_3} t\right),$$

и накапливающего энергию, которая изменяется по параболическому закону:

$$W_{\text{а.н}}(t) = \int_0^t P_{\text{а.н}}(t) dt + W_{\text{а.н}}(0) = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{2t_3\eta} \times \\ \times \left(1 - \frac{1}{t_3} t\right) t + W_{\text{а.н}}(0).$$

Максимальная энергия промежуточного накопителя соответствует моменту $t = \frac{t_3}{2}$ и равна

$$W_{\text{а.н}} = W_{\text{а.н}}(0) + \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{8\eta}.$$

При постоянных по абсолютному значению потребляемом и отдаваемом токах ($i_{\text{п.н}}$) напряжение

на промежуточном накопителе должно меняться по кусочно-линейному закону:

$$U_{\text{п.н}}(t) = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{\eta^2 t_3 i_{\text{п.н}}(t)} \left(1 - \frac{2}{t_3} t\right) = \\ = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{2t_3\eta} \left| \frac{1}{i_{\text{п.н}}} \left(1 - \frac{2}{t_3} t\right) \right|,$$

где

$$i_{\text{п.н}}(t) = \begin{cases} +|i_{\text{п.н}}| & \text{при } 0 \leq t \leq \frac{t_3}{2}; \\ -|i_{\text{п.н}}| & \text{при } \frac{t_3}{2} < t \leq t_3 = \\ = |i_{\text{п.н}}| \text{ sign} \left(1 - \frac{2}{t_3} t\right). \end{cases}$$

Таким образом, даже при отсутствии паузы в зарядном токе для получения максимального к. п. д. процесса зарядки накопительного конденсатора при обеспечении постоянства потребляемой мощности в состав ИВИП должен входить промежуточный накопитель, временно отбирающий от первичного источника энергию $\Delta W_{\text{п.н}} = \frac{C_{\text{н}} U_{\text{н}}^2}{8\eta}$, превышающую четверть максимальной энергии накопительного конденсатора. Наличие предразрядной и послеразрядной пауз дополнительно подчеркивают необходимость наличия промежуточного накопителя.

Наиболее целесообразным с точки зрения к. п. д. и массо-габаритных показателей представляется использование в качестве промежуточного накопителя — нерегулируемого конденсатора. Однако при этом имеется возможность максимального обеспечения только одного из двух требований: максимум к. п. д. или минимум энергоемкости промежуточного накопителя при безусловном обеспечении постоянства потребляемой мощности.

Рассмотрим основные варианты рационального построения ИВИП с постоянным входным сопротивлением на примере трех конкретных структур с нерегулируемым конденсатором ($C_{\text{п.н}}$) в качестве промежуточного накопителя:

с $C_{\text{п.н}}$ и предвключенным дозатором выпрямленного тока;

с $C_{\text{п.н}}$, подключаемым в зарядной паузе;

с $C_{\text{п.н}}$ и предвключенным индуктивно-емкостным преобразователем (ИЕП) переменного тока.

ИВИП с $C_{\text{п.н}}$ и предвключенным дозатором выпрямленного тока. Структура ИВИП, достаточно хорошо удовлетворяющего вышеуказанным требованиям даже при обеспечении предразрядной и послеразрядной пауз, показана на рис. 1. Напряжение первичного источника через выпрямитель (B) и фильтр (Φ) подается на вход емкостного или индуктивного дозатора (D), представляющего собой вторичный источник постоянной мощности [Л. 2 и 3]. К выходу дозатора подключены промежуточный емкостный накопитель и управляемый инвертор

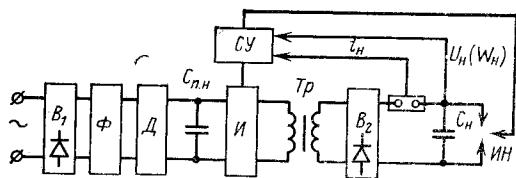


Рис. 1.

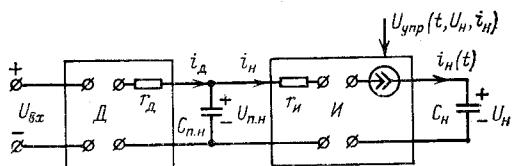


Рис. 2.

(И) с повышающим трансформатором (T_p) на выходе. Зарядка накопительного конденсатора (C_n) производится через выпрямитель (B_2), а управление инвертором и импульсной нагрузкой (ИН) осуществляется системой управления (СУ), имеющая цепи обратной связи по току (i_n) и напряжению (U_n) или энергии (W_n) накопителя.

При достижении напряжением на накопительном конденсаторе (C_n) заданной величины ($U_{n.m}$) инвертор выключается, а промежуточный накопитель ($C_{p.n}$) продолжает заряжаться с постоянной потребляемой мощностью вплоть до следующего цикла зарядки C_n , наступающего после предразрядной и послеразрядной пауз.

В пределах некоторого допустимого интервала изменения напряжения на промежуточном накопителе входная и выходная мощности дозатора инвариантны по отношению к нагрузке. Таким образом, благодаря наличию дозатора (D), фильтра (Φ) и промежуточного накопителя ($C_{p.n}$) обеспечивается постоянство потребляемой из сети мощности и постоянство входного сопротивления ИВИП при $\cos \varphi \approx 1$.

Как было показано выше, условие постоянства всех токов ИВИП (максимум к. п. д.) приводит к условию сохранения энергетического баланса при постоянстве потребляемой мощности. Поэтому представляется целесообразным исследование двух несовпадающих оптимальных законов управления током инвертора: оптимального по к. п. д. и оптимального по значению энергоемкости $C_{p.n}$.

На рис. 2 приведена эквивалентная расчетная схема описанного ИВИП, в которой активные сопротивления дозатора (r_d) и инвертора (r_n) сконцентрированы соответственно в выходной и входной цепях, а инвертор представлен в виде управляемого источника тока с сигналом управления $U_{\text{нр}}(t, U_n, i_n)$. Схема описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{вх}} &= U_{\text{вх}} i_{\text{вх}} = r_d i_d^2 + i_d U_{\text{п.н}}, \\ i_n U_{\text{п.н}} &= r_n i_n^2 + i_n U_n; \\ i_d - i_n &= C_{\text{п.н}} \frac{dU_{\text{п.н}}}{dt}; \quad i_n = C_n \frac{dU_n}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Границные условия:

$$U_n(0) = 0; \quad U_n(t_3) = U_{n.m}; \quad U_{\text{п.н}}(0) = U_{\text{п.н.0}}$$

Из приближенного уравнения энергетического баланса

$$W_{\text{п.н.0}}(t) = W_{\text{п.н.0}} + P_{\text{вх}} t - W_n(t), \quad (2)$$

где

$$W_{\text{п.н.0}}(t) = \frac{1}{2} C_n U_{\text{п.н.0}}^2(t); \quad W_n(t) = \frac{1}{2} C_n U_n^2(t);$$

$$W_{\text{п.н.0}} = \frac{1}{2} C_{\text{п.н.0}} U_{\text{п.н.0}}^2,$$

получаем:

$$U_{\text{п.н.0}} = \sqrt{U_{\text{п.н.0}}^2 + \frac{1}{C_{\text{п.н.0}}} (2P_{\text{вх}} t - C_n U_{\text{п.н.0}}^2)}. \quad (3)$$

Ниже приводятся методы решения двух поставленных задач.

Задача 1. Определение оптимального по к. п. д. закона управления инвертором. Максимум к. п. д. соответствует минимуму энергии потерь в активных сопротивлениях

$$W_n = \int_0^{T_n} (r_d i_d^2 + r_n i_n^2) dt. \quad (4)$$

Выражение (4) с учетом (1) — (3) можно записать в форме:

$$\begin{aligned} W_n &= \int_0^{T_n} \frac{C_{\text{п.н.0}}}{2W_{\text{п.н.0}}} \left[P_{\text{вх}}^2 r_d + r_n \left(\frac{dW_n}{dt} \right)^2 \right] dt = \\ &= \int_0^{T_n} \frac{C_{\text{п.н.0}}}{2} \frac{P_{\text{вх}}^2 r_d + r_n \left(\frac{dW_n}{dt} \right)^2}{W_{\text{п.н.0}} + P_{\text{вх}} t - W_n(t)} dt = \int_0^{T_n} F dt. \end{aligned}$$

Задача является вариационной и сводится к отысканию экстремали $W_n(t)$, доставляющей минимум функционалу $W = \int_0^{T_n} F dt$. Воспользовавшись уравнением Эйлера

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial F}{\partial \frac{dW_n}{dt}} \right) - \frac{\partial F}{\partial W_n} = 0,$$

получаем уравнение для отыскания экстремали

$$\begin{aligned} 2(W_{\text{п.н.0}} + P_{\text{вх}} t - W_n) \frac{d^2 W_n}{dt^2} + \left(\frac{dW_n}{dt} \right)^2 - \\ - 2P_{\text{вх}} \frac{dW_n}{dt} - \frac{r_d}{r_n} P_{\text{вх}}^2 = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Полученное нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка с переменными коэффициентами (5) в общем виде аналитически неразрешимо, однако легко решается на ЦВМ по эквивалентной системе:

$$\frac{dW_n}{dt} = P_n, \quad \frac{dP_n}{dt} = \frac{\frac{r_d}{r_n} P_{\text{вх}}^2 + 2P_{\text{вх}} P_n - P_n^2}{2W_{\text{п.н.0}} + P_{\text{вх}} t - W_n}. \quad (6)$$

Для отыскания квазиоптимального по к. п. д. закона управления зарядным током, учитывая, что основные потери сосредоточены в инверторе и трансформаторе (т. е. в r_n), введем упрощающее

допущение $r_d \ll r_i$, при котором уравнение (5) принимает вид:

$$2(W_{n,0} + P_{bx}t - W_n) \frac{d^2W_n}{dt^2} + \\ + \left(\frac{dW_n}{dt} \right)^2 - 2P_{bx} \frac{dW_n}{dt} = 0. \quad (7)$$

Одним из решений уравнения (7) является система:

$$W_{n,0} = 0; W_n = \frac{C_n U_{n,m}^2}{2t_3^2} t^2; U_n = \frac{U_{n,m}^2}{t_3} t; \\ i_n = \frac{C_n U_{n,m}}{t_3}, \quad (8)$$

соответствующая постоянству зарядного тока (i_n) на интервале $0 \leq t \leq t_3$. Остальные переменные легко находятся из системы (1).

Сравнение расчетов на ЦВМ по уравнениям (6) с расчетами по уравнению (7) показало, что в широком диапазоне изменения реальных параметров максимальный к. п. д. весьма близок к к. п. д. при квазиоптимальном законе управления инвертором (8). Заметим, что условие $W_{n,0}=0$ не является оптимальным с точки зрения режимов работы дозатора (D) и инвертора (I), так как даже при незначительном r_d сводит к. п. д. дозатора к нулю и затрудняет работу инвертора.

Таким образом, для достижения высокого к. п. д. при $r_i \gg r_p$ система управления (СУ) в схеме на рис. 1 должна осуществлять отрицательную обратную связь по току накопительного конденсатора, стабилизируя его на уровне $i_n = \frac{C_n U_{n,m}}{t_3}$. Прь этом к. п. д. тем выше, чем больше $C_{n,0}$ и $U_{n,0}$ промежуточного накопителя.

Задача 2. Определение закона управления инвертором, соответствующего минимуму энергоемкости $C_{n,0}$. При заданном максимальном значении $C_{n,0}$ найдем закон управления инвертором, минимизирующий значение максимального напряжения $U_{n,m}$ на интервале $0 \leq t \leq T_n$.

Из условия энергетического баланса имеем

$$W_{n,0}(T_n) - W_{n,0}(t_3) \approx P_{bx}t_n. \quad (9)$$

Кроме того, припосыпавая граничные условия, получаем:

$$U_{n,0}(T_n) = U_{n,0};$$

$$W_{n,0}(T_n) = W_{n,0}.$$

Так как значение $P_{bx}t_n$ задано, то, как следует из (9), минимум $W_{n,0}(T_n)$ будет соответствовать минимуму $W_{n,0}(t_3)$, который без учета r_d равен нулю. Отсюда следуют следующие неравенства:

$$W_{n,m} \geq W_{n,0}(T_n) = W_{n,0} \approx P_{bx}t_n;$$

$$U_{n,m} \geq \sqrt{\frac{2W_{n,0}}{C_{n,0}}} \approx \sqrt{\frac{2P_{bx}t_n}{C_{n,0}}}.$$

Для того, чтобы значение $\sqrt{\frac{2P_{bx}t_n}{C_{n,0}}}$ являлось максимумом $U_{n,0}$ на интервале $0 \leq t \leq T_n$, необходимо и достаточно выполнение неравенств:

$$W_{n,0}(t) < P_{bx}t_n; U_{n,0}(t) < \sqrt{\frac{2P_{bx}t_n}{C_{n,0}}} \quad (10)$$

на интервале $0 < t \leq t_3$.

При этом функции $W_{n,0}(t)$ и $U_{n,0}(t)$ могут быть произвольными с граничными условиями:

$$W_{n,0}(0) = W_{n,0}; W_{n,0}(t_3) \approx 0;$$

$$U_{n,0}(0) = U_{n,0}; U_{n,0}(t_3) \approx 0.$$

Подставляя (2) и (3) в (10), получаем условие оптимальности по энергоемкости $C_{n,0}$:

$$W_n(t) > W_{n,0} + P_{bx}(t - t_n) \quad (11)$$

или

$$U_n(t) > \sqrt{\frac{C_{n,0} U_{n,0}^2 + 2P_{bx}(t - t_n)}{C_n}}. \quad (12)$$

Нетрудно убедиться, что условия (11) и (12) принципиально легко выполнимы. Однако, как уже было сказано выше, снижение напряжения на промежуточном накопителе до нуля не является рациональным с точки зрения к. п. д. дозатора и нормальной работы инвертора.

ИВИП с $C_{n,0}$, подключаемым в зарядной паузе.

Более рациональной с точки зрения минимальной установленной энергоемкости $C_{n,0}$ является схема, в которой промежуточный накопитель подключается только на время паузы, как показано на рис. 3, а. На первом интервале $0 \leq t \leq t_3$ зарядка накопительного конденсатора (C_n) производится от дозатора (D) через трансформатор (T_p), выпрямитель (B_2) и зарядный ключ (K_1). В момент достижения напряжением U_n заданного значения включается второй ключ (K_2). После окончания предзарядной и послезарядной пауз включается третий ключ (K_3), и промежуточный накопитель частично разряжается на накопительный конденсатор по цепи дросселя (D_p). При этом подзарядка промежуточного накопителя от дозатора не прекращается. В момент снижения напряжения U_n до минимума ключи K_2 , K_3 запираются и открывается ключ K_1 , обеспечивая продолжение зарядки накопительного конденсатора

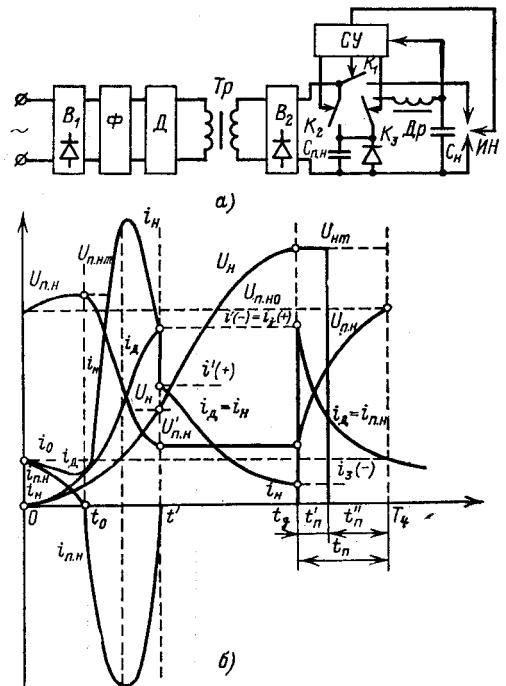


Рис. 3.

от дозатора. Затем процессы повторяются, но при ненулевых начальных условиях для напряжения на промежуточном накопителе. Повышение значения емкости $C_{\text{п.н}}$ позволяет увеличить остаточное напряжение после неполной разрядки промежуточного накопителя, повышая к. п. д. дозатора. Однако при этом повышается установленная энергоемкость промежуточного накопителя. Типовые временные диаграммы токов и напряжений в рассмотренной схеме приведены на рис. 3,б.

Попытаемся вывести зависимость основных показателей ИВИП (рис. 3,а) — к. п. д. (η) и пределов изменения напряжения на промежуточном накопителе ($U_{\text{п.н}m}$, $U'_{\text{п.н}}$) — от следующих параметров схемы: сопротивления зарядной цепи (r), приведенного ко вторичной цепи трансформатора, емкости промежуточного накопителя ($C_{\text{п.н}}$) и выходных параметров ($C_{\text{н}}$, $U_{\text{н}m}$, t_3 , $t_{\text{п}}$).

С точки зрения снижения потерь при многократном включении ИВИП выход на режим выгодней начинать с зарядки промежуточного накопителя,

так как при этом вместо двух существенных всплесков тока будет один.

Рассмотрим цикл установившегося режима работы ИВИП, т. е. режима, при котором функции токов и напряжений являются периодическими.

Все расчетные формулы математического описания ИВИП для данного случая сведены в таблице. Дополнительные формулы для расчета граничных значений i_0 , $i'_{(+)}$ и $i_{3(+)}$ запишутся в виде:

$$i_0 = \frac{1}{2r} (\sqrt{U_{\text{п.н}0}^2 + 4P_{\text{вх}}r} - U_{\text{п.н}0}); \quad (13)$$

$$i'_{(+)} = \frac{1}{2r} (\sqrt{U_{\text{н}}^2 + 4P_{\text{вх}}r} - U_{\text{н}}); \quad (14)$$

$$i_{3(+)} = \frac{1}{2r} (\sqrt{U_{\text{п.н}}^2 + 4P_{\text{вх}}r} - U_{\text{п.н}}). \quad (15)$$

Для расчета констант $P_{\text{вх}}$ и t_3 можно воспользоваться системой, описывающей припасовывание

Переменная величина	Расчетные формулы в различные интервалы времени								
	I. Частичная разрядка $C_{\text{п.н}}$			II. Дозарядка $C_{\text{н}}$			III. Зарядная пауза		
	$t=0$	$0 \leq t < t = t' \text{ при } U_{\text{п.н}} = \text{мин}, i_{\text{п.н}} = 0$	$t \rightarrow t'$	$t=t'$	$t' \leq t < t_3$	$t \rightarrow t_3$	$t=t_3$	$t_3 \leq t \leq T_{\text{н}} = t_3 + t_{\text{н}}$	$t=T_{\text{н}}$
$U_{\text{н}}$	0	$\frac{dU_{\text{н}}}{dt} = \frac{1}{C_{\text{н}}} i_{\text{н}}$	$U'_{\text{н}}$	$U'_{\text{н}}$	$\frac{P_{\text{вх}}}{i_{\text{н}}} - ri_{\text{н}}$	$U_{\text{н}}(t_3) = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{н}m}}$	$U_{\text{н}m}$	$U_{\text{н}m} = \text{const}$ при $t_3 \leq t < T_{\text{н}}$ $\leq t < t'_{\text{н}}$ $- i'_{\text{н}}$	0
$U_{\text{п.н}}$	$U_{\text{п.н}0}$	$\frac{dU_{\text{п.н}}}{dt} = \frac{1}{C_{\text{п.н}}} i_{\text{п.н}}$	$U'_{\text{п.н}}$	$U'_{\text{п.н}}$	$U'_{\text{п.н}} = \text{const}$	$U'_{\text{п.н}}$	$U'_{\text{п.н}}$	$\frac{P_{\text{вх}}}{i_{\text{п.н}}} - ri_{\text{п.н}}$	$U_{\text{п.н}}(T_{\text{н}}) = \frac{U_{\text{п.н}0}}{U_{\text{п.н}0}}$
$i_{\text{н}}$	0	$\frac{di_{\text{н}}}{dt} = \frac{1}{L} U_L$	$i'_{(-)}$	$i'_{(+)} \text{ ф-ла (14)}$	$t=t' + \frac{C_{\text{п.н}} P_{\text{вх}}}{2} \times \left(\frac{1}{i_{\text{н}}^2} - \frac{1}{i_{(+)}^2} \right) - ri_{\text{н}} \ln \frac{i_{\text{н}}}{i'_{(+)}}$	$i_{3(-)}$	0	$\text{const} = 0$	0
U_L	$U_{\text{п.н}0}$	$U_{\text{п.н}} - U_{\text{н}}$	$U'_{\text{п.н}} - U'_{\text{н}}$	0	$\text{const} = 0$	0	0	$\text{const} = 0$	0
$i_{\text{п.н}}$	i_0 ф-ла (13)	$i_{\text{д}} - i_{\text{н}}$	0	0	$\text{const} = 0$	0	$i_{3(+)} \text{ ф-ла (15)}$	$t=t_3 + \frac{C_{\text{п.н}} P_{\text{вх}}}{2} \times \left(\frac{1}{i_{\text{п.н}0}^2} - \frac{1}{i_{\text{п.н}3}^2} \right) - ri_{\text{п.н}} \ln \frac{i_{\text{п.н}}}{i_{\text{п.н}3}}$	$i_{\text{п.н}}(T_{\text{н}}) = i_0$
$i_{\text{д}}$	i_0 ф-ла (13)	$\frac{VU_{\text{п.н}0}^2 + 4P_{\text{вх}}r - U_{\text{п.н}0}^2}{2r}$	$i'_{(-)}$	$i'_{(+)} \text{ ф-ла (14)}$	$i_{\text{н}}$	$i_{3(-)}$	$i_{3(+)} \text{ ф-ла (15)}$	$i_{\text{п.н}}$	$i_{\text{п.н}}(T_{\text{н}}) = i_0$

При выполнении (20)

$$\dot{Z}_{\text{bx}} = |Z_{\text{bx}}| = \frac{R' x_c^2}{R'^2 + (x_c - x_2)^2}.$$

В частности, для ИЕП по Г-образной схеме Бушера с предвключенной индуктивностью соответствующие соотношения принимают вид:

$$x_c = 2x_L = R', \quad Z_{\text{bx}} = \frac{R' x_c^2}{R'^2 + x_c^2} = \frac{x_c}{2}.$$

Приблизительное постоянство величины $R=R'$ подразумевает приблизительное постоянство напряжения на промежуточном накопителе. Выведем формулы для выбора величин параметров ИЕП и напряжения на $C_{\text{п.н.}}$, исходя из заданной потребляемой среднезарядной активной мощности

$$P_{\text{cp}} = \frac{C_{\text{п.н.}} U_{\text{п.н.}}^2}{2T_{\text{п.н.}}}.$$

Для этого воспользуемся системой уравнений

$$P_{\text{cp}} = \eta_{\text{и}} i_{\text{в}} U_{\text{п.н.}} = \frac{k_i}{\sqrt{2}} I \frac{k_u}{\sqrt{2}} U;$$

$$R' = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{x_c - x_2}{x_c - x_1}} (x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c);$$

$$x_c = x_1 + x_2 \pm \sqrt{x_1^2 + x_2^2};$$

$$P_{\text{bx}} \approx \frac{P_{\text{cp}}}{\eta_{\text{и}}} = \frac{U_{\text{bx}}^2}{|Z_{\text{bx}}|} = \frac{U_{\text{bx}}^2 [R'^2 + (x_c - x_2)^2]}{R' x_c^2},$$

откуда получаем для случая $x_1 = x_2 = -\frac{x_L}{2}$:

$$\left. \begin{aligned} x_L &= \frac{2\eta_{\text{и}} U_{\text{bx}}^2}{P_{\text{cp}}}; \quad x_c &= \frac{\eta_{\text{и}} U_{\text{bx}}^2}{P_{\text{cp}}} (2 \pm \sqrt{2}); \\ R' &= \frac{\eta_{\text{и}} U_{\text{bx}}^2}{P_{\text{cp}}} \sqrt{3 \pm 2\sqrt{2}}; \\ I &= \frac{P_{\text{cp}} \sqrt{2}}{U_{\text{bx}} \sqrt{\eta_{\text{и}} k_i k_u \sqrt{3 + 2\sqrt{2}}}}; \\ U &= U_{\text{bx}} \sqrt{\frac{2\eta_{\text{и}} \sqrt{3 \pm 2\sqrt{2}}}{k_i k_u}}, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где два значения величин соответствуют знакам (плюс) и (минус) в формуле для x_c (20).

Заметим, что знак (плюс) с точки зрения значения емкости C имеет преимущество. При Г-образной схеме с предвключенной индуктивностью x_L оптимальными параметрами ИЕП будут

$$\left. \begin{aligned} x_L &= \frac{\eta_{\text{и}} U_{\text{bx}}^2}{P_{\text{cp}}}; \quad x_c = R' = \frac{2\eta_{\text{и}} U_{\text{bx}}^2}{P_{\text{cp}}}; \\ I &= \frac{P_{\text{cp}}}{U_{\text{bx}} \sqrt{k_i k_u \eta_{\text{и}}}}; \quad U = \frac{2U_{\text{bx}} \sqrt{\eta_{\text{и}}}}{\sqrt{k_i k_u}}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Указанным в (21) и (22) параметрам ИЕП соответствует минимальная модуляция потребляемой мощности и максимальный коэффициент мощности ($\cos \varphi \approx 1$).

Приведенный метод расчета достаточно хорошо применим к ИВИП с большой энергоемкостью промежуточного накопителя ($\frac{W_{\text{п.н.}}}{W_{\text{и}}} > 3 \div 6$). При малой энергоемкости $C_{\text{п.н.}}$ необходимо учитывать динамику его зарядно-разрядных процессов, а при больших частотах следования разрядных импульсов

($f_{\text{п.н.}} > 0,025$) и динамику развития резонансных явлений в ИЕП, т. е. изменения мгновенных значений огибающих токов и напряжений.

Учитывая, что минимум размаха колебаний R соответствует минимуму размаха колебаний $U_{\text{п.н.}}$, попытаемся вывести зависимость последней от закона изменения $i_{\text{н}}(t)$.

Уравнения, соответствующие эквивалентной расчетной схеме (рис. 5), могут быть записаны в виде следующей системы:

$$\begin{aligned} i_{\text{в}} &= i_{\text{п.н.}} + i_{\text{н}}(t); \quad U_{\text{п.н.}} = U_{\text{п.н.}c} + \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} \int_0^t i_{\text{п.н.}} dt; \quad i_{\text{в}} = \frac{k_i I}{\sqrt{2}}; \\ U_{\text{п.н.}} &= \frac{k_u U}{\sqrt{2}}; \quad \frac{U}{I} = R; \\ \dot{Z}_{\text{bx}} &= \frac{R X^2 c + [(x_c - x_2)(x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c) - R(x_c - x_1)]j}{R^2 + (x_c - x_2)^2}; \\ U_{\text{bx}} &= i_{\text{в}} \dot{Z}_{\text{bx}}; \quad i_{\text{в}} = \frac{j \frac{[(x_c - x_2) + R_j]}{x_c}}. \end{aligned}$$

Рассмотрим случай $x_2 = 0$, $x_c = 2x$, для которого вышеприведенные уравнения примут вид

$$\begin{aligned} \frac{dU_{\text{п.н.}}}{dt} &= \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} [i_{\text{в}} - i_{\text{н}}(t)], \quad R^2 = \frac{U_{\text{п.н.}}^2}{i_{\text{в}}^2} \frac{k^2 i}{k^2 u}, \\ U_{\text{bx}}^2 &= \frac{2}{k^2 i} i_{\text{в}}^2 \left(1 + \frac{R^2}{4x^2} \right) x^2, \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \frac{dU_{\text{п.н.}}}{dt} &= \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} [i_{\text{в}} - i_{\text{н}}(t)], \\ i_{\text{в}} &= \frac{\kappa_i}{2x_1 k_u} \sqrt{2U_{\text{bx}}^2 k^2 u - U_{\text{п.н.}}^2}. \end{aligned} \quad (23)$$

Уравнения (23) можно решить методом итераций (Пикара) путем применения разложения решения в ряд Тейлора, а также численным или графическим интегрированием. Все указанные методы приближенного интегрирования подразумевают конкретное задание функции $i_{\text{н}}(t)$, т. е. периодического закона изменения тока, потребляемого инвертором.

Рассмотрим случай минимальной заданной паузы ($t_{\text{п.н.}} = T_{\text{п.н.}} - t_3$) в потреблении тока $i_{\text{н}}$. Зададим условие постоянства потребляемого тока $i_{\text{н}}$ на интервале $0 \leq t < t_3$ (стабилизация входного тока инвертора).

Для применения метода итераций систему (23) запишем в виде интегральной функции

$$U_{\text{п.н.}} = U_{\text{п.н.}0} + \int_0^t \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} \left[\frac{k_i}{2x_1 k_u} \sqrt{2U_{\text{bx}}^2 k^2 u - U_{\text{п.н.}}^2} - i_{\text{н}}(t) \right] dt,$$

где

$$i_{\text{н}}(t) = \begin{cases} i_{\text{н}} - \text{const} & \text{для } 0 \leq t < t_3; \\ 0 & \text{для } t_3 \leq t < T_{\text{п.н.}} \end{cases}$$

Начиная итерацию с $U_{\text{п.н.}}(t) = 0$, последовательно получаем для интервала $0 \leq t < t_3$

$$U_{\text{п.н.1}}(t) = U_{\text{п.н.}0} + \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} \left(\frac{k_i U_{\text{bx}}}{\sqrt{2} x_1} - i_{\text{н}} \right) t,$$

$$\begin{aligned}
 U_{\text{п.н.2}}(t) &= U_{\text{п.н.0}} - \frac{i_{\text{н}}}{C_{\text{п.н}}} t + \frac{k_i}{2C_{\text{п.н}}x_1k_u} \times \\
 &\times \int_0^t \sqrt{2U_{\text{вх}}^2k_u^2 - \left[U_{\text{п.н.0}} + \frac{1}{C_{\text{п.н}}} \left(\frac{k_iU_{\text{вх}}}{\sqrt{2}x_1} - i_{\text{н}} \right) t \right]^2} dt = \\
 &= U_{\text{п.н.0}} - \frac{i_{\text{н}}}{C_{\text{п.н}}} t + \frac{k_i}{2C_{\text{п.н}}x_1k_u} \left[\frac{(2at+b)\sqrt{X}}{4a} - \right. \\
 &- \frac{1}{2k\sqrt{-a}} \arcsin \frac{2at+b}{\sqrt{-\Delta}} - \frac{b\sqrt{c}}{4a} + \\
 &\left. + \frac{1}{2k\sqrt{-a}} \arcsin \frac{b}{\sqrt{-\Delta}} \right], \quad (24)
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 X &= at^2 + bt + c; \quad a = -\left(\frac{k_iU_{\text{вх}}}{\sqrt{2}x_1} - i_{\text{н}} \right)^2; \\
 b &= -\frac{2U_{\text{п.н.0}}}{C_{\text{п.н}}} \left(\frac{k_iU_{\text{вх}}}{\sqrt{2}x_1} - i_{\text{н}} \right); \quad c = 2U_{\text{вх}}^2k_u^2 - U_{\text{п.н.0}}^2. \\
 \Delta &= 4ac - b^2; \quad k = \frac{4a}{\Delta}.
 \end{aligned}$$

Дальнейшие итерации не дают существенного отклонения от формулы (24) и для уменьшения громоздкости вычислений могут быть исключены.

Для интервала $t_3 \leq t < T_{\text{ц}}$ (пауза в токе $i_{\text{н}}$) система (23) может быть записана в виде уравнения с разделенными переменными:

$$\frac{2c_{\text{п.н}}x_1k_u}{k_i \sqrt{2U_{\text{вх}}^2k_u^2 - U_{\text{п.н.0}}^2}} dU_{\text{п.н.}} = dt,$$

интегрируя которое, получаем решение в виде обратной функции:

$$\begin{aligned}
 t &= t_3 + \frac{2x_1k_uC_{\text{п.н}}}{k_i} \int_{U_{\text{п.н.3}}}^{U_{\text{п.н.}}} \frac{dU_{\text{п.н.}}}{\sqrt{(\sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u)^2 - U_{\text{п.н.}}^2}} = \\
 &= t_3 + \frac{2x_1k_uC_{\text{п.н}}}{k_i} \left(\arcsin \frac{U_{\text{п.н.}}}{\sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u} - \arcsin \frac{U_{\text{п.н.3}}}{\sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u} \right). \quad (25)
 \end{aligned}$$

Используя припасовывание граничных условий $U_{\text{п.н.}}(T_{\text{ц}}) = U_{\text{п.н.}}(0) = U_{\text{п.н.0}}$ из (25) можно найти зна-

чение $U_{\text{п.н.3}}$ в виде

$$U_{\text{п.н.3}} = \sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u \sin \left[\arcsin \frac{U_{\text{п.н.0}}}{\sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u} - \frac{k_i t_3}{2x_1 k_u C_{\text{п.н}}} \right], \quad (26)$$

где $t_3 = T_{\text{ц}} - t_3$ — время паузы.

Имея в виду (26), можно окончательно записать решение (25) в виде прямой функции:

$$U_{\text{п.н.}}(t) = \sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u \sin \left(\arcsin \frac{U_{\text{п.н.0}}}{\sqrt{2}U_{\text{вх}}k_u} - \frac{k_i(T_{\text{ц}} - t)}{2x_1 k_u C_{\text{п.н}}} \right). \quad (27)$$

Таким образом, получена временная зависимость напряжения промежуточного накопителя при кусочно-постоянном потребляемом токе [формулы (24) и (27)]. Аналогичные зависимости можно найти для любого заданного закона изменения потребляемого тока $i_{\text{п.н.}}(t)$.

Таким образом, предложенные три варианта рационального построения ИВИП с промежуточным емкостным накопителем ($C_{\text{п.н.}}$) при обеспечении постоянства входного сопротивления ИВИП обеспечивают высокий к. п. д. и хорошие массогабаритные показатели. Первые два варианта применимы при любой частоте питающей сети, в том числе и переменной; третий вариант рационален при постоянной относительно высокой частоте питания (400 Гц и более). При этом первая структура по сравнению со второй имеет более высокий к. п. д., но большую массу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование совместной работы импульсного источника вторичного питания с сетью переменного тока соизмеримой мощности.— «Электричество», 1974, № 12. Авт.: А. И. Бертинов, В. В. Бочаров, С. Р. Мизюрин и др.
2. Полищук Ю. А. К исследованию заряда емкостных накопителей от источника ограниченной мощности.— В кн.: Устройства преобразовательной техники. Киев, 1969, вып. I.
3. Заряд емкостного накопителя в режиме постоянной мощности от источника переменной э. д. с.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. 3. Киев, «Наукова думка», 1972. Авт.: Ю. А. Полищук и др.
4. Милях А. Н., Волков И. В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. Киев, «Наукова думка», 1974.
5. Уравнения импульсного электромашинного источника с емкостным накопителем в ортогональных осях.— «Электротехника», 1971, № 4. Авт.: А. И. Бертинов, С. Р. Мизюрин, О. Б. Резников, В. Р. Чорба.

[1.2.1976]



УДК 62-503.53.001.24

Применение упреждающей коррекции в следящих системах с люфтом

Канд. техн. наук БОРОВИКОВ М. А.

Ульяновск

Статья посвящена исследованию особенностей применения способа упреждающей коррекции [Л. 1] в электромеханических следящих системах и обоснованию методики построения и расчета параметров устройств коррекции с учетом люфта и упругих звеньев в кинематической цепи. Достоин-

ством способа упреждающей коррекции является возможность получения высоких динамических показателей и компенсации влияния различных звеньев на устойчивость системы.

В том случае, когда кинематическая цепь исполнительного механизма выполнена без люфтов

и упругостью связей можно пренебречь, строить следящую систему с упреждающей коррекцией необходимо по структурной схеме рис. 1, а, где W_{np} — передаточная функция преобразователя представлений; W_{pn} — передаточная функция регулятора положения; W_{np} — передаточная функция регулируемого привода; W_0 — передаточная функция объекта; k_c — коэффициент передачи измерителя скорости двигателя (тахогенератора); k_{np} — коэффициент передачи привода в статике; W_m — модель объекта в устройстве коррекции.

В последнее время в следящих системах применяются комплектные тиристорные электроприводы, выполненные в виде системы стабилизации скорости. В этом случае реализация устройства упреждающей коррекции несколько упрощается (в приводе уже имеется сигнал e_{α} , пропорциональный динамической погрешности скоростного контура) и осуществляется в соответствии со структурной схемой рис. 1, б.

Динамические свойства структуры рис. 1, б легко оценить при допущении, что все звенья линейны и, в частности, в кинематической цепи отсутствуют зазоры и упругостью ее можно пренебречь. Тогда передаточная функция W_0 определяется выражением:

$$W_0(p) = \frac{q_T}{p}. \quad (1)$$

Пусть в контуре стабилизации скорости применен ПИД-регулятор W_k , обеспечивающий реализа-

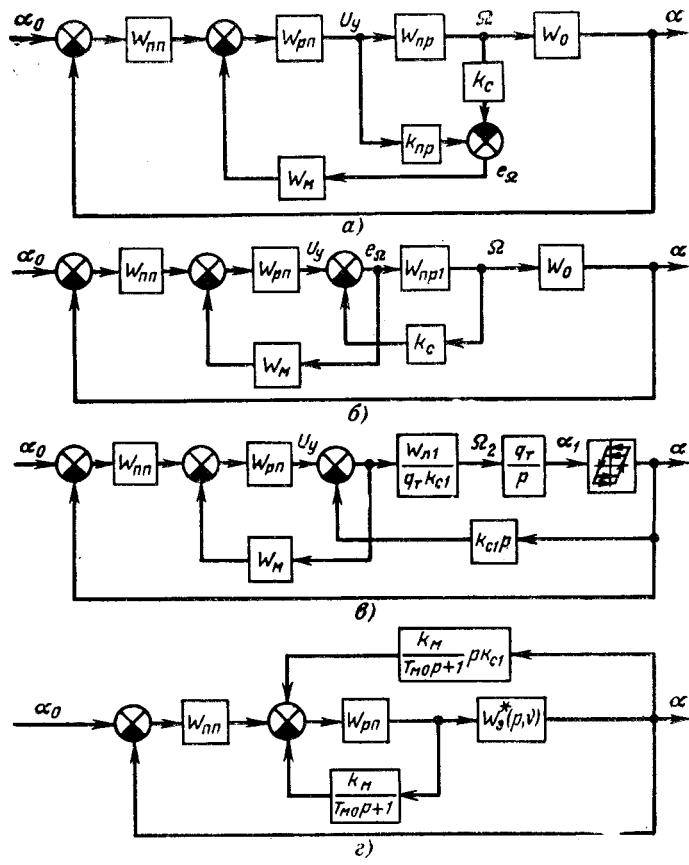


Рис. 1. Структурные схемы следящих систем с упреждающей коррекцией без устройства компенсации люфта.

цию технического оптимума; регулятор положения и преобразователь представлений являются безынерционными, а модель W_m — интегрирующим звеном, т. е.

$$\left. \begin{aligned} W_k(p) &= k_k \frac{(T_{k1}p + 1)(T_{k2}p + 1)}{T_{k1}p}; \\ W_n(p) &= \frac{k_n}{T_{n1}p + 1}; \\ W_d(p) &= \frac{k_d}{T_d T_m p^2 + T_m p + 1}; \\ W_{np1} &= W_k W_n W_d \approx \frac{1/k_c}{2T_{np}p(T_{np}p + 1)}; \\ W_m(p) &= \frac{k_m}{p}; W_m(p) = k_m; W_{pn}(p) = k_y, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где k_k , T_{k1} , T_{k2} — коэффициент передачи, время изодрома и время упреждения ПИД-регулятора [Л. 2]; T_{np} — сумма малых некомпенсируемых постоянных времени привода; $W_n(p)$, $W_d(p)$ — передаточные функции тиристорного преобразователя и двигателя.

Преобразование структурной схемы рис. 1, б при соблюдении (1) и (2) в соответствии с общизвестными правилами позволяет получить передаточную функцию замкнутой системы в следующем виде:

$$\begin{aligned} W_{z, \text{ск}}(p) &= \frac{\alpha(p)}{\alpha_0(p)} = \\ &= \frac{K}{p(a_1 p^2 + a_2 p + 1) + k_y k_m (a_1 p^2 + a_2 p) + K}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $K = \frac{k_m k_y q_T}{k_c}$ — общий коэффициент усиления; $a_1 = 2T_{np}^2$; $a_2 = 2T_{np}$.

При выборе параметров модели по соотношению

$$k_m = \frac{k_m k_y q_T}{k_c} \quad (4)$$

выражение (3) приводится к виду

$$W_{z, \text{ск}}(p) = \frac{K}{(a_1 p^2 + a_2 p + 1)(p + K)}. \quad (5)$$

Следовательно, при соблюдении (1) и (2) поведение системы рис. 1, б будет определяться тремя корнями:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{np}} \pm j \frac{1}{2T_{np}}; p_3 = -K. \quad (6)$$

При достаточно большом K характер переходного процесса определяется лишь первыми двумя корнями, т. е. будет практически таким же, как и у системы стабилизации скорости. Это является важным достоинством структуры рис. 1, б.

Однако применение интегратора в качестве модели W_m нежелательно, так как система приобретает склонность к дрейфу из-за нестабильности операционного усилителя, на котором выполняется интегрирующее звено. Необходимо в качестве модели в структуре рис. 1, б применять апериодическое звено

$$W_m(p) = \frac{k_m}{T_{m0}p + 1}. \quad (7)$$

Передаточная функция замкнутой системы при тех же допущениях в этом случае приобретает вид:

$$\begin{aligned} & W_{\text{з.ск}}(p) = \\ & = \frac{K(T_{\text{м0}}p + 1)}{p[(a_1p^2 + a_2p + 1)(T_{\text{м0}}p + 1) + k_y(a_1p^2 + a_2p)] + K(T_{\text{м0}}p + 1)}. \end{aligned} \quad (8)$$

Исследование влияния параметров $k_{\text{м}}$ и $T_{\text{м0}}$ модели (7) указывает на возможность изменения их значений в широких пределах без потери устойчивости при $K \rightarrow \infty$. Таким образом, при принятых допущениях структура рис. 1,б допускает увеличение коэффициента усиления до бесконечности и использование в качестве модели $W_{\text{м}}$ апериодического звена.

Для сохранения динамических показателей следящей системы, близких к динамическим показателям контура стабилизации скорости, параметры $k_{\text{м}}$ и $T_{\text{м0}}$ необходимо выбирать из условия наибольшего приближения динамических свойств апериодического и интегрирующего звеньев. В качестве критерия идентичности могут быть выбраны частотные свойства звеньев в определенном диапазоне. В частности, потребовав совпадения амплитудно-частотных характеристик в окрестности частоты среза, получим условие для приближенного выбора параметров модели (7):

$$\frac{k_{\text{м}}}{T_{\text{м0}}} = k_{\text{м1}} = \frac{k_{\text{шп}}q_{\text{т}}}{k_{\text{с}}}. \quad (9)$$

Исследования на АВМ показывают, что и при использовании апериодического звена в качестве модели $W_{\text{м}}$ структура рис. 1,б сохраняет высокие динамические показатели. Переходный процесс отработки скачка управляющего воздействия может быть получен практически таким же, как и аналогичный процесс скоростного контура. Отметим, что это свойство сохраняется при любом построении системы стабилизации скорости, в частности и построении ее в виде двухконтурной системы с П-регулятором скорости и ПИ-регулятором тока, когда передаточная функция скоростного контура имеет тот же вид [Л. 2], что и в уравнениях (2).

В том случае, когда объект регулирования W_{0} содержит люфт, а упругие звенья его являются существенными [Л. 3], применение структуры рис. 1,б оказывается неэффективным. В этом можно убедиться следующим образом.

На комплексной плоскости необходимо построить обратную отрицательную амплитудную характеристику люфта — $z(v)$, амплитудно-фазовую характеристику линейной части $W_{\text{л}}(j\omega)$ и линии постоянных значений показателя колебательности M для разных значений $v = \text{const}$ [Л. 4]. Характеристика $z(v)$ рассчитывается по выражениям:

$$\begin{aligned} z(v) &= r(v) + jr'(v) = \frac{1}{y(v)}; \quad y(v) = a(v) + jb(v); \\ a(v) &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2}{v} \right) + \right. \\ &+ 2 \left(1 - \frac{2}{v} \right) \sqrt{\frac{1}{v} \left(1 - \frac{1}{v} \right)} \left. \right]; \\ b(v) &= -\frac{4}{\pi v} \left(1 - \frac{1}{v} \right), \end{aligned} \quad (10)$$

где $v = \frac{A}{B}$ — относительное значение амплитуды гармонических колебаний на входе люфта; B — значение половины люфта.

Характеристика $W_{\text{л}}(j\omega)$ без учета упругих звеньев определяется так:

$$\begin{aligned} & W_{\text{л}}(j\omega) = \\ & = \frac{K(T_{\text{м0}}j\omega + 1)}{j\omega \{ [(1 - a_1\omega^2) + ja_2\omega] (T_{\text{м0}}j\omega + 1) + k_y k_{\text{м}} (a_2j\omega - a_1\omega^2) \}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Окружности $M = \text{const}$, образующие запретную зону, строятся по уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} & (U - U_0)^2 + (V - V_0)^2 = R^2; \\ & U_0 = -\frac{rM^2}{M^2 - 1}; \quad V_0 = -\frac{r'M^2}{M^2 - 1}; \\ & R = \sqrt{r^2 + r'^2} \frac{M}{M^2 - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

После построений можно увидеть, что в системе не только не обеспечивается заданное значение $M = \text{const}$, но и при принятых допущениях практически невозможно устранить автоколебания, так как характеристики $z(v)$ и $W_{\text{л}}(j\omega)$ при достаточно большом K пересекаются. Следует отметить, что еще худшие условия для устранения автоколебаний имеют место в системе с последовательной коррекцией при выполнении $W_{\text{рп}}$ ПИ- или ПИД-регуляторами, так как сдвиг по фазе на низких частотах в этом случае приближается к -180° . Следуя [Л. 5], можно утверждать, что если в объекте управления отсутствует сухое трение, а имеется люфт, то автоколебания при коррекции ПИ- или ПИД-регуляторами в следящей системе не устранимы. Это же имеет место в системе без коррекции и с упреждающей коррекцией при увеличении общего коэффициента усиления K выше критического.

Однако обеспечивать устранение автоколебаний путем уменьшения K нежелательно, так как это приводит к увеличению скоростной ошибки, компенсацию которой со стороны входной оси осуществить не всегда возможно. Поэтому необходимо обеспечить устойчивую работу следящей системы (отсутствие автоколебаний) при наличии люфта и неограниченном увеличении общего коэффициента усиления. Это требование еще труднее выполнить в системе с упругими звеньями, так как последние в некоторых случаях могут способствовать увеличению значений амплитудно-частотной характеристики линейной части на высоких частотах.

Выясним возможность подавления автоколебаний при реализации структурной схемы рис. 1,б, особенностью которой является охват упругих звеньев и люфта обратной связью по скорости за счет переноса тахогенератора с вала двигателя на выходной вал системы. Передаточная функция двигателя с учетом представления исполнительного механизма в виде двухмассовой системы с упругой связью [Л. 3] и при допущении, что моментом на-

грузки можно пренебречь, определяется выражением:

$$W_{d1}(p) = \frac{k_d}{(T_y T_{M1} p^2 + T_{M1} p + 1)(T^2 p^2 + 1) + T_{M2} p (T_y p + 1)}, \quad (13)$$

где

$$T_{M1} = \frac{J_1 r_y}{c_E c_m}; \quad T_{M2} = \frac{J_2 r_y}{c_E c_m}; \quad T^2 = \frac{J_2}{C};$$

C — приведенная жесткость упругой связи.

Передаточная функция линейной части скоростного контура структурной схемы рис. 2 определяется произведением передаточных функций ПИД-регулятора W_k , тиристорного преобразователя W_p , двигателя W_{d1} , тахогенератора с редуктором $q_t k_{c1}$ и имеет вид:

$$W_{l1}(p) = \frac{k_k (T_{k1} p + 1) (T_{k2} p + 1) \times}{T_{k1} p (T_{n1} p + 1) [(T_y T_{M1} p^2 + T_{M1} p + 1)(T^2 p^2 + 1) + T_{M2} p (T_y p + 1)]} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times k_n k_d q_t k_{c1}}{+ T_{M2} p (T_y p + 1)}, \quad (14)$$

где

$$k_{c1} = \frac{k_c}{q_t}.$$

Параметры корректирующего устройства k_k , T_{k1} , T_{k2} в данном случае необходимо определять из условия, чтобы амплитудно-фазовая характеристика $W_{l1}(j\omega)$ не входила в запретную зону $M = \text{const}$ хотя бы для амплитуд $v \geq 2$.

После выбора параметров коррекции скоростного контура можно проверить систему по структуре рис. 1,в на отсутствие автоколебаний и попытаться выбором параметров k_m , T_m устройства коррекции контура положения обеспечить такую возможность. Так как нелинейность теперь оказывается включенной в замкнутый контур, необходимо определить его эквивалентную частотную пере-

даточную функцию с учетом гармонически линеаризованной нелинейности в соответствии с выражением

$$W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v) = \frac{W_{l1}(j\omega) Y(v)}{k_{c1} j\omega [1 + W_{l1}(j\omega) Y(v)]} =$$

$$= \frac{W_{l1}(j\omega)}{k_{c1} j\omega [z(v) + W_{l1}(j\omega)]}. \quad (15)$$

Используя характеристики $W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v)$ для разных v как частотные характеристики отдельного элемента структурной схемы рис. 1,г, можно рассчитать частотные характеристики всей системы.

Выражение для частотной передаточной функции разомкнутой корректированной гармонически линеаризованной системы в соответствии со структурной схемой рис. 1,г приобретает вид:

$$W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v) =$$

$$= \frac{W_{m1} k_y (T_m j\omega + 1) W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v)}{T_m j\omega + 1 + k_m k_y - k_m k_y k_{c1} j\omega W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v)}. \quad (16)$$

С помощью (16) можно проверить структуру рис. 1,в на отсутствие автоколебаний для различных значений k_m и T_m . Расчеты показывают, что по сравнению со структурой рис. 1,б структура рис. 1,в имеет лучшие возможности в отношении повышения точности, однако и она не способна обеспечить работу системы без автоколебаний при любых K . В частности, если удастся выбрать параметры k_m и T_m так, что в системе не возникают автоколебания при большом K , то вследствие «клювообразного» характера $W_{\text{раз.ск}}^*(j\omega, v)$ они могут возникнуть при уменьшении K , например, под действием помех или при переключении каналов в двухотсчетном измерительном устройстве.

Таким образом, несмотря на наличие информации о люфте и упругих звеньях в корректирующем сигнале структура рис. 1,в не может быть рекомендована для построения высокоточных систем при наличии существенных люфтов в кинематике.

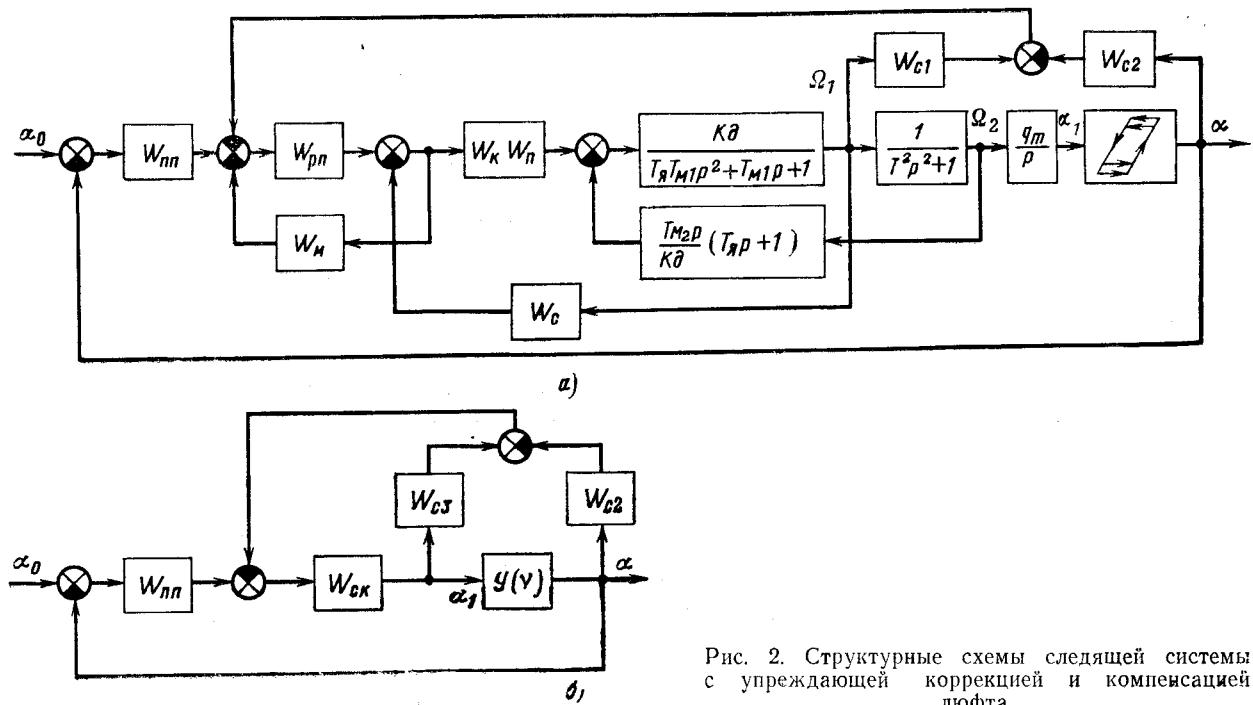


Рис. 2. Структурные схемы следящей системы с упреждающей коррекцией и компенсацией люфта.

Лучшими возможностями в смысле повышения добротности системы обладает структура с компенсацией влияния люфта на устойчивость. С этой целью необходимо снять сигналы со входа и выхода звена с люфтом, например с помощью тахогенераторов, сравнить их между собой и в соответствии со способом упреждающей коррекции подать результирующий сигнал в виде отрицательной обратной связи через модель оставшихся до выхода системы звеньев на вход регулятора положения. Так как выходной сигнал звена с люфтом является и выходным сигналом системы, в цепи результирующего сигнала в данном случае модели не требуется. С учетом наличия существенных упругих звеньев и допустимости пренебрежения моментом нагрузки структурная схема системы с устройствами коррекции для обеспечения желаемых динамических показателей и компенсации влияния люфта приобретает вид рис. 2,а. На этой схеме:

$$W_c = \frac{k_c}{T_{\Phi}p + 1}; \quad W_{c1} = \frac{k_c}{T_{\Phi_1}p + 1}; \quad W_{c2} = \frac{k_{c1}p}{T_{\Phi_1}p + 1}. \quad (17)$$

После несложных преобразований структурная схема рис. 2,а может быть преобразована в схему рис. 2,б, на которой в узел компенсации включена лишь одна нелинейность. На структурной схеме рис. 2,б

$$\left. \begin{aligned} W_{c3} &= \frac{k_{c1}p(T^2p^2+1)}{T_{\phi 1}p+1}; \\ W_{cK}(p) &= \\ W_{s1}(T_{M0}p+1)(T_{\phi}p+1) & \\ (M)(T_{\phi}p+1)+W_{s1}k_c(T^2p^2+1)(T_{M0}p+1) & \end{aligned} \right\} (18)$$

Прежде всего при анализе структуры рис. 2,а следует выбрать параметры k_k , T_{k1} , T_{k2} корректирующего устройства скоростного контура с учетом упругой связи между приводом и присоединенной массой механизма и фильтра с постоянной T_Φ , применяемого для уменьшения влияния помех от тахогенератора. Параметры коррекции выбираются из условия обеспечения технического оптимума или значения показателя колебательности $M=1,05-1,1$. Далее характеристику $W_{\phi 1}(j\omega)$ следует использовать в последующих расчетах как характеристику отдельного элемента.

Параметры коррекции контура положения k_m и T_m необходимо выбирать, рассчитывая по (18) частотные характеристики из условия обеспечения показателя колебательности $M = 1,15 - 1,2$, и далее использовать в расчетах характеристику $W_{ck}(j\omega)$ как известную.

Комплексная частотная характеристика разомкнутой гармонически линеаризованной системы в соответствии со структурной схемой рис. 2,б приобретает вид:

$$W_{\text{раз.ck}}^*(j\omega, v) = \frac{W_{\text{пп}}(j\omega) W_{\text{ck}}(j\omega) Y(v)}{1 + W_{\text{ck}}(j\omega) W_{\text{пп}}(j\omega) - W_{\text{ck}}(j\omega) W_{\text{пп}}(j\omega) Y(v)} =$$

$$= \frac{W_{\text{HP}}(j\omega) W_{\text{CK}}(j\omega) (T_{\phi 1}j\omega + 1) Y(v)}{T_{\phi 1}j\omega + 1 + j\omega k_{\text{c}1} W_{\text{CK}}(j\omega) [1 - T^2\omega^2 - Y(v)]}. \quad (20)$$

Задаваясь различными значениями $T_{\phi 1}$ и v , по (20) можно построить частотные характеристики системы со структурой рис. 2,а и сделать суждение об устойчивости и возможности возникновения автоколебаний.

Расчеты показывают, что при выбранных из условия $M = \text{const}$ без учета люфта параметрах k_m и T_{m0} структура рис. 2,а обеспечивает отсутствие автоколебаний при любых v и изменении $T_{\Phi 1}$ в широких пределах, т. е. эта структура действительно позволяет устраниить влияние люфта на устойчивость следящей системы.

Окончательный выбор $T_{\Phi 1}$ и уточнение значений k_m и T_{m0} можно осуществить с помощью построения запретных областей для заданного показателя колебательности. В данном случае особенности известной методики [Л. 4] обусловлены тем, что имеет место случай многоконтурной системы.

Выражение для комплексной частотной характеристики замкнутой гармонически линеаризованной системы рис. 2 имеет вид:

$$= \frac{W_{\text{nn}}(j\omega) W_{\text{ck}}(j\omega) (T_{\phi_1}j\omega + 1) Y(v)}{T_{\phi_1}j\omega + 1 + j\omega k_{\text{c}_1} W_{\text{ck}}(j\omega) [1 - T^2\omega^2 - Y(v)] +} + W_{\text{nn}} W_{\text{ck}}(j\omega) (T_{\phi_1}/\omega + 1) Y(v) \quad (21)$$

Перепишем (21) следующим образом:

$$= \frac{W_{\text{nn}}(j\omega) W_{\text{CK}}(j\omega) (T_{\phi_1} j\omega + 1) Y(y)}{[T_{\phi_1} j\omega + 1 + j\omega k_{c1} W_{\text{CK}}(j\omega) (1 - T^2 \omega^2)] +} =$$

$$+ W_{\text{CK}} [W_{\text{nn}}(T_{\phi_1} j\omega + 1) - j\omega k_{c1}] Y(y)$$

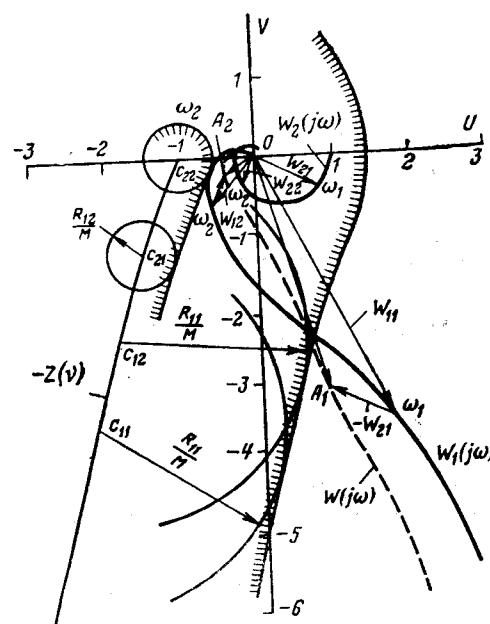


Рис. 3. Построение запретных зон для структурной схемы рис. 2.

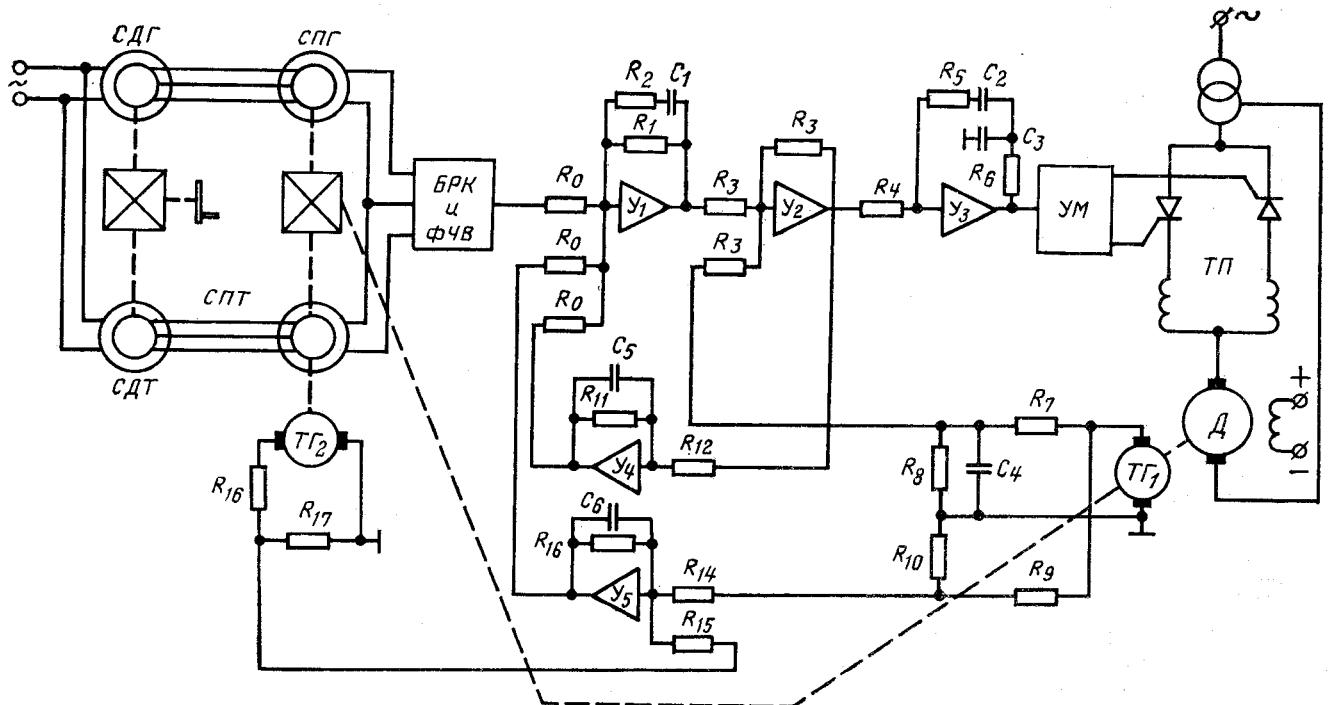


Рис. 4. Принципиальная схема следящей системы с упреждающей коррекцией.

$$= \frac{W_{\text{BH}}(j\omega) W_{\text{CE}}(j\omega) (T_{\phi 1} j\omega + 1)}{z(\nu) [T_{\phi 1} j\omega + 1 + j\omega k_1 W_{\text{CE}}(j\omega) (1 - T^2 \omega^2)] + W_{\text{CE}} [W_{\text{BH}}(T_{\phi 1} j\omega + 1) - j\omega k_1]} \quad (22)$$

Выражение (22) можно представить так:

$$\Phi(j\omega, v) = \frac{W_1(j\omega)}{z(v) + W_1(j\omega) - W_2(j\omega)} = \\ = \frac{U_1 + JV_1}{z(v) + U_1 + JV_1 - (U_2 + JV_2)}, \quad (23)$$

где

$$\left. \begin{aligned} W_1(j\omega) &= \frac{W_{\text{in}}(j\omega) W_{\text{CK}}(j\omega) (T_{\phi 1}j\omega + 1)}{T_{\phi 1}j\omega + 1 + j\omega k_{c1} W_{\text{CK}}(j\omega) (1 - \omega^2 T^2)} = \\ &= R_1 e^{j\varphi_1} = U_1 + jV_1; \\ W_2(j\omega) &= \frac{j\omega k_{c1} W_{\text{CK}}(j\omega)}{T_{\phi 1}j\omega + 1 + j\omega k_{c1} W_{\text{CK}}(j\omega) (1 - \omega^2 T^2)} = \\ &= R_2 e^{j\varphi_2} = U_2 + jV_2. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

В соответствии с (23) и (24) показатель колебательности определяется выражением:

$$M(\omega, v) = \frac{\sqrt{U^2 + V^2}}{\sqrt{(r+U)^2 + (r'+V)^2}}, \quad (25)$$

где

$$Y = U_1 - U_2; \quad V = V_1 - V_2.$$

Полагая в (25) $R_1(\omega) = \sqrt{U_1^2 + V_1^2}$ заданной величиной, получаем уравнение для построения запрещенных зон:

$$(r+U)^2 + (r'+V)^2 = \frac{R^2}{M}. \quad (26)$$

Выражение (26) представляет уравнение окружности радиуса R_1/M с центром в точке $(-r, -jr')$.

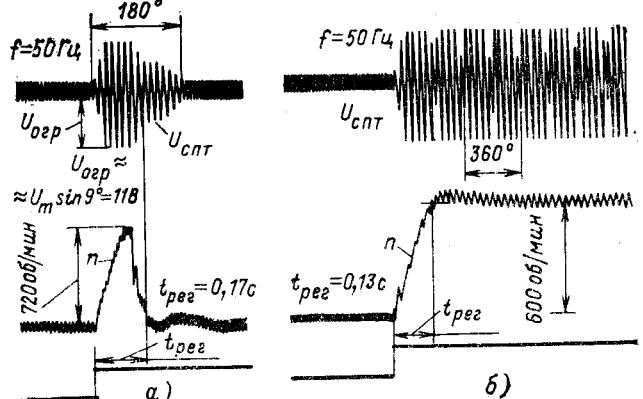


Рис. 5. Осциллограммы переходных процессов системы рис. 4.
а — отработка скачка 180° точного отсчета; *б* — отработка скачка управляющего воздействия скоростного контура.

Следовательно, запретная область для суммарной амплитудно-фазовой характеристики $W(j\omega) = W_1(j\omega) - W_2(j\omega)$ образуется огибающими окружностей радиусами R_1/M с центрами на характеристике нелинейности — $z(v)$. В данном случае, в отличие от одноцепочных структур, величина запретной области зависит от частоты ω .

На рис. 3 показано построение запретных областей и формирование результирующей характеристики $\tilde{W}(j\omega)$ из исходных $W_1(j\omega)$ и $W_2(j\omega)$. Параметры устройств коррекции должны быть подобраны так, чтобы ни одна из точек A_1, A_2, \dots не входила в запретные зоны.

Расчеты можно вести и при использовании логарифмического масштаба. Для этого по амплитудной $R_1(\omega)$, фазовой $\varphi_1(\omega)$ частотным и амплитудной $z(v)$ характеристикам необходимо построить

запретную зону для результирующей фазовой частотной характеристики $\phi(\omega)$. Запретная зона в этом случае имеет вид одной кривой.

Следует отметить, что при обеспечении показателя колебательности $M=1,15-1,2$ у линейной части практически реализуемым значением с учетом нелинейности оказывается $M=1,5-1,6$. Меньшее значение обеспечить весьма трудно и нецелесообразно. Значения $M=1,5-1,6$ гарантируют вполне удовлетворительное качество переходных процессов системы.

На рис. 4 приведена упрощенная принципиальная схема следящей системы с исполнительным двигателем постоянного тока и тиристорным преобразователем, в которой реализована предлагаемая структура рис. 2. Система является двухтактной с сельсинными измерительными элементами, сигнал от которых проходит через блок разделения каналов $БРК$ и преобразуется в напряжение постоянного тока фазочувствительным выпрямителем $ФЧВ$. Управляющая часть системы выполнена на интегральных операционных усилителях $У_1 \div У_5$. На усилителе $У_3$ выполнен ПИД-регулятор, обеспечивающий коррекцию скоростного контура и управляющий усилителем мощности $УМ$. Усилитель $У_2$ применен для выделения сигнала ошибки скоростного контура, который поступает на усилитель $У_4$, выполняющий функции модели W_m . Сигнал компенсации люфта формируется с помощью тахогенераторов $ТГ_1$, расположенного непосредственно на валу двигателя, и $ТГ_2$, находящегося на валу сельсина-приемника $СПТ$ точного отсчета. Сигналы от них поступают с разными знаками на усилитель $У_5$, который моделирует звено с постоян-

ной $T_{\phi 1}$ и далее воздействует на вход регулятора положения на усилителе $У_1$.

Следящая система по схеме рис. 4 обеспечивает работу без автоколебаний при изменении величины люфта в пределах от 1,5 до 20° поворота вала двигателя и общем коэффициенте усиления примерно 500 с^{-1} . На рис. 5 приведены осциллограммы, иллюстрирующие динамические показатели системы: время отработки скачка угла поворота 180° точного отсчета (рис. 5, а), определяемое как время достижения 5% отклонений ($\pm 9^\circ$), составляет 0,17 с; время разгона двигателя до относительно низких скоростей в системе стабилизации составляет 0,13 с (рис. 5, б), т. е. динамические показатели следящей системы при отработке небольших отклонений мало отличаются от таковых для скоростного контура. При применении последовательной коррекции подобные показатели оказываются недостижимыми.

Таким образом, применение упреждающей коррекции в следящих системах может служить эффективным средством повышения их динамических показателей и точности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Боровиков М. А., Иневин А. П. Способ коррекции систем автоматического регулирования. — «Электричество», 1972, № 9.
2. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970. Авт.: Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский.
3. Сиротин А. А. Электроприводы с упругими механическими звенями. — «Электричество», 1962, № 8.
4. Пальтов И. П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах. М., «Наука», 1975.
5. Проектирование следящих систем. М., «Машиностроение», 1969. Авт.: Л. В. Рабинович, Б. И. Петров, В. Г. Терсков и др.

[2.10.1975]



УДК 621.314.632.001.57

Динамическая модель управляемого выпрямителя в режиме непрерывного тока

Канд. техн. наук ПОЗДЕЕВ А. Д.

Чебоксары

Постановка задачи. В связи с широким развитием силовой полупроводниковой техники, позволяющей создавать быстродействующие системы автоматического регулирования (САР), стали особо актуальными вопросы динамики таких систем с учетом основных специфических свойств управляемых выпрямителей (УВ) — дискретности и полууправляемости.

При малых отклонениях от положения равновесия проявляется только первое свойство УВ — дискретность. Линейные дискретные модели УВ в малом при условии, что угол коммутации $\gamma=0$, были предложены рядом авторов [Л. 1 и 2] с использованием разложения напряжения УВ на стационарную и импульсную («полезную») составляющие с дальнейшим учетом влияния стационарной составляющей введением фактора пульсаций F .

Коммутация вентиляй существенно изменяет характер процессов в УВ. Период дискретности содержит два участка (коммутационный и межкоммутационный), на границах которых скачкообразно изменяются параметры цепи нагрузки. В литературе предложен ряд приближенных моделей УВ при $v>0$; наиболее удачная из них дана в [Л. 3], но и в этой модели не отражено изменение параметров нагрузки, а также

неточно учтены начальные условия и влияние тока нагрузки на динамический коэффициент передачи УВ. Поэтому процессы, описываемые такой моделью, не удовлетворяют точным линеаризованным разностным уравнениям [Л. 4 и 5].

В статье динамика систем с УВ при $\gamma>0$ рассматривается с более строгих позиций.

Для систем с переменными параметрами, как известно, справедлив принцип суперпозиции. Поэтому кривую выходного напряжения УВ при изменении угла управления на величину $\Delta\alpha$ (рис. 1, а) можно представить как сумму двух составляющих, действующих на линейную часть системы: стационарной $U_c(t)$ и импульсной $U_i(t)$. Первая — периодическая кривая э. д. с., определяемая начальным значением угла управления α_0 и углом коммутации γ_0 (рис. 1, б), вторая — последовательность двух импульсов напряжения, сдвинутых относительно друг друга на величину $\tau_\gamma = \frac{\gamma}{\omega_0}$ (рис. 1, г).

Полезную информацию о переходном процессе, вызванном изменением угла α , содержит только импульсная составляющая, а стационарную можно трактовать как генератор ста-

ционарных помех на входе системы импульсно-фазового управления (СИФУ) УВ. Изменение динамического коэффициента усиления СИФУ под влиянием этих помех можно учесть введением фактора пульсаций [Л. 1 и 2].

$$F = \frac{1}{1 - \frac{dU_{c,y}}{dt} : \frac{dU_{\text{оп}}}{dt}} = \frac{1}{1 + K_{c,o} \frac{dU_c}{d\theta}}, \quad (1)$$

где $\frac{dU_{c,y}}{dt}$ и $\frac{dU_{\text{оп}}}{dt}$ — соответственно производные стационарной помехи на входе СИФУ с вертикальным управлением и опорного напряжения в момент начала проводимости очередного вентиля ($t = 0_-$, слева); $K_{c,o} = -\frac{d\alpha}{dU_y} = -\frac{dU_{\text{оп}}}{d\theta} = \frac{d\theta}{dU_y}$ — коэффициент передачи СИФУ при отсутствии помех на входе ($\alpha = \frac{\pi}{2} - \theta$).

Импульсная составляющая связана с широтно-импульсной модуляцией второго рода (ШИМ-II) с переменной знакоимпульсов при изменении $\Delta\alpha$ и перемещении их заднего (при $\Delta\alpha > 0$) или переднего (при $\Delta\alpha < 0$) фронтов. При малых глубинах модуляции ШИМ-II, как известно [Л. 6], можно заменить АИМ с б-импульсными ключами. Такая замена является строгой, когда рассматриваются не сами колебания, а только условия их самовозбуждения (области устойчивости). В расчетах переходных процессов ошибка будет зависеть не только от глубины модуляции, но и от вида линейной части, уменьшаясь с уменьшением полосы пропускания последней.

Рассмотрим только нулевые схемы выпрямления, так как другие могут быть приведены к эквивалентной нулевой.

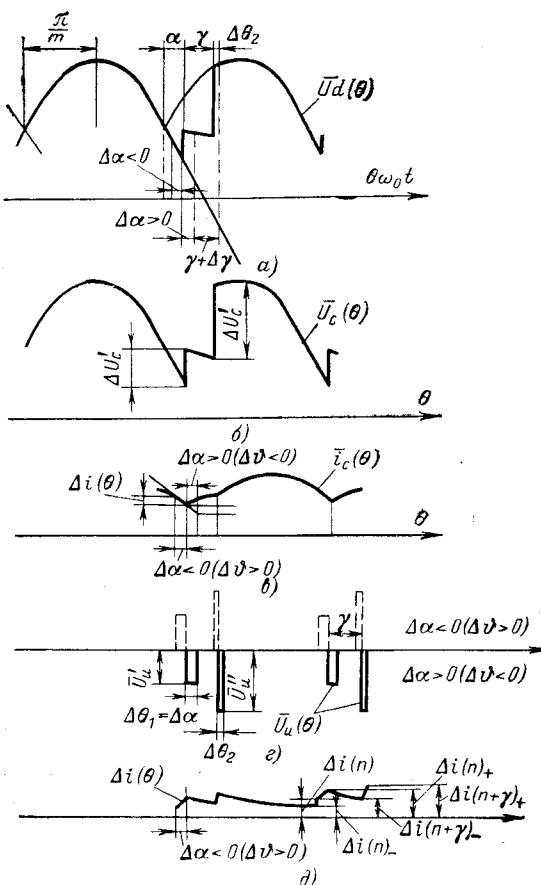


Рис. 1. Стационарные и импульсные составляющие напряжения и тока.

а — кривая выпрямленного напряжения; б, в — стационарные составляющие напряжения и тока; г, д — импульсные составляющие.

Вологодская областная научная библиотека

www.booksite.ru

Введем относительную систему единиц, приняв за базу выпрямленное напряжение холостого хода $U_d = K_m E_m$ (где E_m — амплитуда питающего напряжения, $K_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}$)

и сопротивление цепи нагрузки в межкоммутационный период $R_d = R_{\text{мк}} = R_h + R_{\text{ср}}$.

Длительность первого импульса импульсной составляющей

$\Delta t_1 = \frac{\Delta\alpha}{\omega_0}$, и при небольших отклонениях от установленного состояния амплитуда его $\bar{U}_{c1} = \Delta \bar{U}_{c1}$. С изменением α угол коммутации отклоняется на величину $\Delta\gamma$. Тогда длительность второго импульса $\Delta t_2 = \frac{\Delta\alpha + \gamma + \Delta\gamma - \gamma}{\omega_0} = \frac{\Delta\alpha + \Delta\gamma}{\omega_0}$, а амплитуда его $\bar{U}_{c2} = \Delta \bar{U}_{c2}$. Площади, ограниченные этими импульсами

$$\left. \begin{aligned} s_1 &= \Delta \bar{U}_{c1} \Delta t_1 = -\frac{\pi}{m \omega_0} \Delta \alpha \sin \alpha = +\frac{T}{2} \Delta \theta \sin \alpha; \\ s_2 &= \Delta \bar{U}_{c2} \Delta t_2 = -\frac{T}{2} (\Delta \alpha + \Delta \gamma) \sin (\alpha + \gamma), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $T = \frac{2\pi}{m \omega_0}$ — период дискретности. При $\Delta\alpha > 0$, s_1 и s_2 отрицательны и наоборот.

Первая трудность, возникающая в этой задаче, — зависимость площади второго импульса не только от $\Delta\alpha$, но и от связанного с ним изменения угла коммутации $\Delta\gamma$.

Вторая трудность — непостоянство параметров нагрузки на коммутационном и межкоммутационном участках. В моменты начала и конца коммутации параметры нагрузки меняются скачком от $R_{\text{мк}} = R_h + R_{\text{ф}}$, $L_{\text{мк}} = L_h + L_{\text{ф}}$ на межкоммутационном интервале до $R_{\text{к}} = R_h + R_{\text{ф}}/2$ и $L_{\text{к}} = L_h + L_{\text{ф}}/2$ на коммутационном (здесь R_h , $R_{\text{ф}}$ и L_h , $L_{\text{ф}}$ — соответственно активные сопротивления и индуктивности нагрузки и фазы).

При отклонении угла управления от установленного режима границы скачков смещаются во времени. Поэтому стационарная составляющая напряжения $\bar{U}_c(t)$ вызовет различные стационарные токи, что следует иметь в виду, применяя принцип суперпозиции. Чтобы стационарный ток не зависел от $\Delta\alpha$, его изменения, вызванные отклонением α от установленного значения, необходимо соответственно учесть в импульсной составляющей тока нагрузки. При этих условиях в процессе решения задачи более удобно оперировать с импульсными составляющими тока нагрузки, а не напряжения, считая при этом, что возмущающие δ -импульсы напряжения действуют в моменты времени $t = nT$ и $t = nT + \tau_\gamma$.

Динамическая модель УВ. Стационарная и импульсная составляющие тока при изменении угла управления на величину $\Delta\alpha$ показаны на рис. 1.

Важно учесть, что начальные значения для импульсной составляющей тока не нулевые. К началу коммутации, т. е. в момент $t = 0_-$ (слева)

$$\Delta \bar{i}_u(0) = - \left(\frac{di_c}{d\omega_0 t} \right)_{t=0_-} \Delta \theta = - \left(\frac{di_c}{d\theta} \right)_{\theta=0_-} \Delta \theta. \quad (3)$$

Стационарная составляющая тока нагрузки в межкоммутационный период (при отсчете времени от точки естественной коммутации вентиляй) описывается следующим уравнением:

$$(L_h + L_{\text{ф}}) \frac{d\bar{i}_{\text{мк}}}{dt} + (R_h + R_{\text{ф}}) \bar{i}_{\text{мк}} = E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{m} \right) - I_u(0). \quad (4)$$

Значение $\frac{di_c}{dt}$ необходимо определить в момент, предшествующий следующей коммутации, т. е. при $\theta = \frac{2\pi}{m} + \alpha_0$. Тогда из (3) и (4) получаем:

$$\Delta \bar{i}_u(0) = - \left(\frac{di_{\text{мк}}}{d\theta} \right)_{\theta=\frac{2\pi}{m}+\alpha_0} \Delta \theta = K_0 \Delta \theta, \quad (5)$$

где

$$K_0 = \frac{\bar{I}_{\text{ho}} + \bar{I}_0 - \frac{1}{K_m} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right)}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}}, \quad (6)$$

$\bar{I}_0 = \frac{\bar{I}_c (R_h + R_\phi)}{K_m E_m}$, $\bar{I}_{\text{ho}} = \frac{I_h(\theta)}{K_m E_m}$ — ток и противс. д. с. установившегося режима в момент начала коммутации при $\theta = \frac{2\pi}{m} + \alpha_0$; $T_{\text{MK}} = \frac{L_h + L_\phi}{R_h + R_\phi}$ — постоянная времени тока нагрузки в межкоммутационный период.

В коммутационном интервале изменение тока описывается уравнением [Л.7]:

$$\left(L_{\text{hi}} + \frac{L_\phi}{2} \right) \frac{di_k}{dt} + \left(R_{\text{hi}} + \frac{R_\phi}{2} \right) i_k = E_m \cos \frac{\pi}{m} \cos \theta - I_{\text{hi}}(\theta). \quad (7)$$

Решая (7) на n -ом интервале дискретности с учетом начальных условий [при $\theta = \alpha_n$, $i_k = i(n)$] и принимая для упрощения, что $\bar{I}_h(\theta) = \bar{I}_h(n) = \text{const}$, находим для тока в относительных единицах:

$$i_k(\theta) = \frac{\cos \frac{\pi}{m} \cos \psi_k}{a K_m} \left[\cos(\theta - \psi_k) - \cos(\alpha_n - \psi_k) \times \right. \\ \left. \times \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_k} \right) \right] + \left[\frac{\bar{I}_{\text{hi}}}{a} + \bar{I}(n) \right] \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_k} \right) - \frac{\bar{I}_{\text{hi}}}{a}, \quad (8)$$

где

$$\psi_k = \operatorname{arctg} \omega_0 T_k; \quad T_k = \frac{L_h + \frac{L_\phi}{2}}{R_h + \frac{R_\phi}{2}};$$

$$a = \frac{R_h + \frac{R_\phi}{2}}{R_h + R_\phi}; \quad \cos \psi_k = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_0^2 T_k^2}}.$$

В дальнейшем учтем изменение $\bar{I}_h(\theta)$.

Для описания межкоммутационного тока воспользуемся обобщенным уравнением [Л. 4], в которое входят начальные координаты $\bar{I}(n)$ и α_n . Для нулевой схемы имеем:

$$i(\theta) = \frac{x_{\text{MK}} - x_\phi}{x_{\text{MK}}} \bar{I}(n) \exp \left[-\frac{\theta - \alpha(n)}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right] + \\ + \frac{1}{x_{\text{MK}}} \int_{\alpha(n)}^{\theta} f(\xi) \exp \left(-\frac{\theta - \xi}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) d\xi + \frac{x_\phi}{x_{\text{MK}}} (i - j) + \\ + \frac{x_\phi x_{\text{hi}}}{x_{\text{MK}}^2} \left(\frac{R_\phi}{x_\phi} - \frac{R_h}{x_h} \right) \int_{\alpha(n)}^{\theta} [i(\xi) - j(\xi)] \exp \left(-\frac{\theta - \xi}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) d\xi, \quad (9)$$

где

$$x_\phi = \omega_0 L_\phi; \quad x_h = \omega_0 L_h; \quad x_{\text{MK}} = x_\phi + x_h; \\ f(\theta) = E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{m} \right) - I_h(\theta), \quad (10)$$

j — ток, возникающий в момент начала коммутации в ветви с загоравшимся вентилем.

На межкоммутационном участке $i = j$ и разность $i(\xi) - j(\xi) = 0$ при $\theta \geq \alpha_n + \gamma_n$.

Последний член выражения (9) равен нулю в двух случаях: а) $R_h = R_\phi = 0$;

$$\text{б) } \frac{R_h}{x_h} = \frac{R_\phi}{x_\phi} \text{ или } \frac{R_h}{R_\phi} = \frac{x_h}{x_\phi} = q. \text{ Тогда } T_k = T_{\text{MK}} = \frac{L_h}{R_h}.$$

Оценка малости этого члена в остальных случаях дана в [Л. 4], где показано, что, как правило, им можно пренеб-

речь. Однако для большей точности учтем приближенно его величину, приняв, что

$$\frac{x_\phi x_{\text{hi}}}{x_{\text{MK}}^2} \left(\frac{R_\phi}{x_\phi} - \frac{R_h}{x_h} \right) \int_{\alpha_n}^{\alpha_n + \gamma_n} [i(\xi) - j(\xi)] \exp \left(\frac{\xi - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) d\xi = Bi(n). \quad (11)$$

Пусть также $B = \text{const}$, тогда после преобразований для межкоммутационного тока получаем в относительных единицах

$$\bar{I}_{\text{MK}}(\theta)_n = \left(\frac{T_{\text{MK}} - T_\phi}{T_{\text{MK}}} + B \right) \bar{I}(n) \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) + \\ + \frac{\cos \psi_{\text{MK}}}{K_m} \left[\cos \left(\theta - \frac{\pi}{m} - \psi_{\text{MK}} \right) - \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) \times \right. \\ \left. \times \cos \left(\alpha_n - \frac{\pi}{m} - \psi_{\text{MK}} \right) \right] - \bar{I}_h \left[1 - \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) \right]. \quad (12)$$

Нелинейность уравнений (8) — (12), а также изменение длительности интервала дискретности в переходных процессах в соответствии с законом изменения угла управления $\alpha(t)$, который в общем случае неизвестен, не позволяют непосредственно использовать эти уравнения для решения задач динамики замкнутых систем. При небольших отклонениях от установившегося положения их можно линеаризовать, разлагая в ряд Тейлора в окрестностях рабочей точки, соответствующей моменту начала коммутации очередного вентиля (α_0 , i_0 , \bar{I}_{ho}). После отбрасывания членов высшего порядка малости и вычитания уравнения равновесия можно получить для приращений тока:

$$\Delta \bar{I}(\theta) = d \bar{I}(\alpha_0, i_0, \bar{I}_{\text{ho}}) = \frac{\partial \bar{I}}{\partial \alpha} \Delta \alpha + \frac{\partial \bar{I}}{\partial i(n)} \Delta i(n) + \\ + \frac{\partial \bar{I}}{\partial \bar{I}_{\text{ho}}} \Delta \bar{I}_{\text{ho}}, \quad (13)$$

где $d \bar{I}/\partial \alpha$, \bar{I}_0 , \bar{I}_{ho} — полный дифференциал от функции $i(\theta)$ в точке с координатами $(\alpha_0, \bar{I}_0, \bar{I}_{\text{ho}})$.

Тогда на участке коммутации при $\bar{I}_h(\theta) = \text{const}$:

$$\Delta \bar{I}_k(\theta)_n = \left(\left\{ \frac{\cos \frac{\pi}{m} \cos \psi_k}{a K_m} \left[\sin(\alpha_0 - \psi_k) - \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \cos(\alpha_0 - \psi_k) \right] + \left(\frac{\bar{I}_{\text{hi}}}{a} + \bar{I}(n) \right) \frac{1}{\operatorname{tg} \psi_k} \right\} \Delta \alpha_n + \right. \\ \left. + \Delta \bar{I}(n) \right) \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_k} \right) = [A_k \Delta \alpha_n + \Delta \bar{I}(n)] \times \\ \times \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_k} \right). \quad (14)$$

На межкоммутационном участке

$$\Delta \bar{I}_{\text{MK}}(\theta)_n = \left(\frac{T_{\text{MK}} - T_\phi}{T_{\text{MK}}} + B \right) \Delta \bar{I}(n) \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) + \\ + \left\{ \frac{\cos \psi_{\text{MK}}}{K_m} \left[\sin \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{\text{MK}} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{\text{MK}} \right) \right] + \frac{1}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \left[i_0 \left(\frac{T_{\text{MK}} - T_\phi}{T_{\text{MK}}} + B \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \bar{I}_h \right] \right\} \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{\text{MK}}} \right) \Delta \alpha_n. \quad (15)$$

Из выражений (14) и (15) следует, что приращения тока, вызванные $\Delta \alpha_n$, изменяются по экспоненциальному закону с постоянными временем T_k — на коммутационном интервале и T_{MK} — на межкоммутационном. Этого следовало ожидать и из физических представлений (рис. 1, г и д), так как импульс-

ная составляющая напряжения должна вызывать экспоненциальные импульсы тока нагрузки. В формуле (14) коэффициент A_k непосредственно определяет коэффициент передачи K_1 от воздействия δ -импульса напряжения в моменты $t = nT$. Произведя в (14) упрощения, получим:

$$\Delta \bar{i}_k(\theta)_n = [K_1 \Delta \theta_n + \Delta \bar{i}(n)] \exp \left(-\frac{\theta - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_k} \right), \quad (16)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{\omega_0 T_k} \left[\frac{\cos \frac{\pi}{m} \cos \alpha}{a K_m} - \left(\frac{\bar{l}_h}{a} + \bar{l}_o \right) \right] = \frac{T}{T_k} \frac{\sin \alpha_0}{2a} + \frac{\left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right) - \frac{l_h}{a} - \bar{l}_o \right]}{\omega_0 T_k} \frac{1}{\omega_0 T_k}. \quad (17)$$

Для определения коэффициента передачи от второго импульса напряжения найдем разность $\Delta \bar{i}_{MK}(\alpha_n + \gamma_n) - \bar{i}_k(\alpha_n + \gamma_n)$ при $\theta = \alpha_0 + \gamma_n$. Предварительно из (12) получим разностное уравнение, связывающее токи в моменты начала коммутации:

$$\begin{aligned} \bar{i}(n+1) = & \left(\frac{T_{MK} - T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) \bar{i}(n) \exp \left(-\frac{\frac{2\pi}{m} + \alpha_{n+1} - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \right) + \\ & + \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\cos \left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \\ & \left. - \exp \left(-\frac{\frac{2\pi}{m} + \alpha_{n+1} - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \right) \cos \left(\alpha_n - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] - \\ & - \bar{l}_h \left[1 - \exp \left(-\frac{\frac{2\pi}{m} + \alpha_{n+1} - \alpha_n}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

В установившемся режиме (для стационарного тока) имеют место условия: $\bar{i}(n+1) = \bar{i}(n) = \bar{l}_o$; $\alpha_{n+1} = \alpha_n = \alpha_0$. Тогда из (18) следует:

$$\begin{aligned} \bar{i}_o \left[1 - \left(\frac{T_{MK} - T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) d \right] = & \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \\ & \left. - d \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] - \bar{l}_h (1 - d), \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$d = \exp \left(-\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \psi_{MK}} \right) = \exp \left(-\frac{T}{T_{MK}} \right).$$

Из (15) и (19) найдем (приняв $\Delta \alpha_n = -\Delta \theta_n$):

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}_{MK}(\alpha_n + \gamma_n) = & \left\{ \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - d \sin \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] - (\bar{l}_h + \bar{l}_o) \frac{1}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \right\} d^{(1-\gamma_o)} \Delta \theta_n + \\ & + \left(1 - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) d^{\gamma_o} \Delta \bar{i}(n), \end{aligned} \quad (20)$$

где $\gamma_o = \frac{\gamma m}{2\pi}$ — относительная длительность угла коммутации.

Тогда из (16) при $\theta = \alpha_n + \gamma_n$ и (20) найдем скачок приращения тока от воздействия второго запаздывающего δ -импульса напряжения:

$$\Delta \bar{i}_{MK}(\alpha_n + \gamma_n) - \Delta \bar{i}_k(\alpha_n + \gamma_n) = K_2 \Delta \theta_n + \left[\left(1 - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) d^{\gamma_o} - \right. \\ \left. - b^{\gamma_o} \right] \Delta \bar{i}(n), \quad (21)$$

где коэффициент передачи от воздействия второго импульса

$$K_2 = \left\{ \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - d \sin \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] - K_0 \right\} d^{(1-\gamma_o)} - K_1 b^{\gamma_o}. \quad (22)$$

Из (15) можно получить линеаризованное разностное уравнение для приращений токов в моменты коммутации. При

$$\theta = \frac{2\pi}{m} + \alpha_{n+1} \Delta \bar{i}_{MK}(\theta)_n = \Delta \bar{i}(n+1), \text{ следовательно,}$$

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}(n+1) - \left(1 - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) d \Delta \bar{i}(n) = & \\ = & \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[-\sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \Delta \alpha_{n+1} + \right. \\ & \left. + d \sin \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \Delta \alpha_n + \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \cos \left(\alpha_0 - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) (\Delta \alpha_{n+1} - \Delta \alpha_n) - \right. \\ & \left. - \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \left[\bar{l}_h + \left(1 - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) \bar{l}_o \right] \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Применим к уравнению (23) дискретное преобразование Лапласа или, что то же самое, z -преобразование. При этом учтем, что

$$\begin{aligned} Z[\Delta \bar{i}(n+1)] = & z \Delta \bar{i}(z) - z \Delta \bar{i}(0); \quad Z[\Delta \bar{i}(n)] = \Delta \bar{i}^*(z); \\ Z[\Delta \alpha_{n+1}] = & z \Delta \bar{i}^*(z) - z \Delta \alpha(0) = -z \Delta \theta^*(z) + z \Delta \theta(0); \\ Z[\Delta \alpha_n] = & -\Delta \theta^*(z). \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} \left[z - \left(\frac{T_{MK} - T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) d \right] \Delta \bar{i}^*(z) = & z \left\{ \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] + C \right\} \Delta \theta^*(z) + \\ & + \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \left[-d \sin \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) \right] + C \Delta \theta^*(z) + \\ & + \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - C \Delta \theta(0) + z \Delta \bar{i}(0), \end{aligned} \quad (24)$$

где

$$C = \frac{d}{\operatorname{tg} \psi_{MK}} \left[\bar{l}_h + \left(1 - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} + B \right) \bar{l}_o \right].$$

Если воспользоваться соотношениями (6) и (19), то после ряда преобразований получим:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}^*(z) \left[z - \left(1 + B - \frac{T_\Phi}{T_{MK}} \right) d \right] = & \\ = & (K_0 z + K_1 b^{\gamma_o} d^{1-\gamma_o} + K_2 d^{1-\gamma_o}) \Delta \theta^*(z). \end{aligned} \quad (25)$$

С учетом изложенных выше физических предпосылок выражению (25) соответствует динамическая модель УВ, изображенная на рис. 2. На апериодическое звено с единичным коэффициентом усиления и постоянными времени T_k при $0 \leq \varepsilon \leq \gamma_0$ и T_{MK} при $\gamma_0 \leq \varepsilon \leq 1$ действует три δ -импульса напряжения. Нулевой и первый с коэффициентами передачи K_0 и K_1 формируются в моменты $t = nT$, а второй — в моменты $t = nT + \gamma_0 T$, т. е. запаздывает относительно нулевого и первого импульсов на время $\gamma_0 T$. Его результирующее воздействие, как следует из (21), есть разность между воздействием от управляемого сигнала $\Delta \theta_n$ с коэффициентом передачи K_2 и воздействием по току $\Delta \bar{i}(n)$ с коэффициентом передачи K_3 .

Значение $\Delta \bar{i}(n)$ снимается в моменты начала коммутации, т. е. в моменты времени $t = nT$ справа от нулевого

импульса и слева от первого, в результате чего строго учитываются начальные условия задачи. Составим для такой модели рекуррентные соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \bar{i}(n) &= \Delta \bar{i}(n)_- + K_0 \Delta \theta_n; \\ \Delta \bar{i}(n)_+ &= \Delta \bar{i}(n) + K_1 \Delta \theta_n; \\ \Delta \bar{i}(n, \gamma_0)_- &= \Delta \bar{i}(n)_+ b^{\gamma_0}; \\ \Delta \bar{i}(n, \gamma_0)_+ &= \Delta \bar{i}(n, \gamma_0)_- + K_2 \Delta \theta_n - K_3 \Delta \bar{i}(n); \\ \Delta \bar{i}(n+1)_- &= \Delta \bar{i}(n, \gamma_0)_+ d^{1-\gamma_0}; \\ \Delta \bar{i}(n+1) &= \Delta \bar{i}(n+1)_- + K_0 \Delta \theta_{n+1}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Из (26) получаем разностное уравнение:

$$\Delta i(n+1) = (b^{\gamma_0} - K_2) d^{1-\gamma_0} \Delta \bar{i}(n) + \\ + [(K_1 b^{\gamma_0} + K_2) d^{1-\gamma_0}] \Delta \theta_n + K_0 \Delta \theta_{n+1}. \quad (27)$$

После z -преобразования (27) при нулевых начальных условиях, так как они учитываются в модели нулевым \bar{i} -импульсом, получаем:

$$\Delta i^*(z) = \frac{(K_1 b^{\gamma_0} + K_2) d^{1-\gamma_0} + K_0 z}{z - b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0} + K_3 d^{1-\gamma_0}} \Delta \theta^*(z). \quad (28)$$

Примем в (25) и (28)

$$B = -1 + b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0}, \quad K_3 = \frac{T_\phi}{T_{MK}} d^{\gamma_0}, \quad (29)$$

что следует также из (21) при данном значении B . Тогда выражения (25) и (28) полностью совпадают.

При обосновании динамической модели УВ сделано одно допущение (не считая замены ШИМ-II АИМ, что допустимо из условия $\bar{i}(0) = \text{const}$, к которому вернемся ниже) о пропорциональности начальному току члена (11) (как известно из [Л. 4], малого) и аппроксимации этого коэффициента пропорциональности B соотношением (29). Однако это допущение дало возможность создать физически обоснованную модель УВ в малом с учетом изменения параметров цепи нагрузки. Коэффициенты передачи этой модели получены на основании строгого анализа импульсных переходных функций для тока. В двух ранее упомянутых случаях

$$\left(R_h = R_\phi = 0 \text{ и } \frac{R_h}{x_h} = \frac{R_\phi}{x_\phi} \right) \quad B = 0$$

и процессы, описываемые моделью, удовлетворяют точным разностным уравнениям.

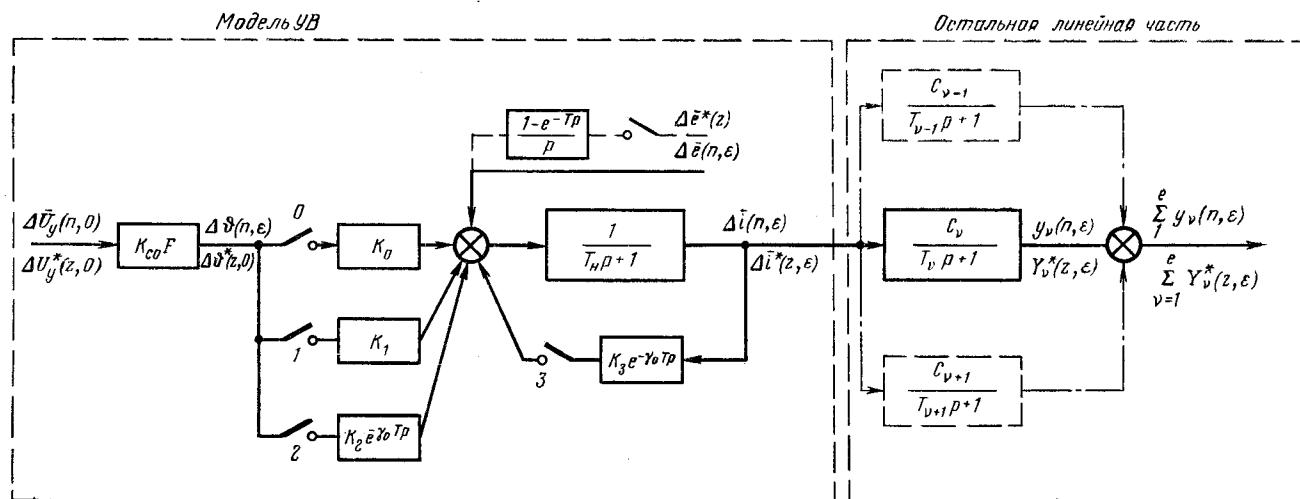


Рис. 2. Динамическая модель УВ при малых приращениях.

Для определения коэффициентов K_0 и K_1 при заданных α_0 , γ_0 и параметрах нагрузки необходимо найти значения \bar{i}_h и i_0 , соответствующие данной рабочей точке. С этой целью решим уравнение:

$$\bar{i}_h(\alpha_0 + \gamma_0) = i_{MK}(\alpha_0 + \gamma_0). \quad (30)$$

Определив $\bar{i}_{MK}(0)$ точным решением дифференциального уравнения (5), из (30) получим:

$$\bar{i}_h [d^{-(1-\gamma_0)} - b^{\gamma_0}] + \bar{i}_h \left[d^{-(1-\gamma_0)} - \frac{b^{\gamma_0}}{a} - \right. \\ \left. - 1 + \frac{1}{a} \right] = \Phi(\alpha_0, \gamma_0), \quad (31)$$

где

$$\Phi(\alpha_0, \gamma_0) = \frac{\cos \frac{\pi}{m} \cos \psi_K}{a K_m} [\cos(\alpha_0 + \gamma_0 - \psi_K) - \\ - \cos(\alpha_0 - \psi_K) b^{\gamma_0}] - \frac{\cos \psi_{MK}}{K_m} \left[\cos \left(\alpha_0 + \gamma_0 - \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) - \right. \\ \left. - \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{m} - \psi_{MK} \right) d^{1-\gamma_0} \right].$$

Рассмотрим предельный случай — $T_\phi = 0$, $\gamma_0 = 0$, когда все три импульса напряжения концентрируются в одном месте ($t = nT$). Для суммы коэффициентов передачи при условии, что $T_K \rightarrow T_{MK}$, $a \rightarrow 1$, с учетом (30) можно получить:

$$K_0 + K_1 + K_2 = \frac{T}{T_{MK}} \sin \alpha, \quad (32)$$

и данная модель УВ в этом частном случае переходит в модель, рассмотренную в [Л. 2].

Изменение противо-э. д. с. в цепи нагрузки можно учесть, дополнительно включив непрерывный сигнал $\Delta \bar{i}(t)$ на вход звена нагрузки. Решение задачи упрощается, если считать, что в течение интервала дискретности противо-э. д. с. $\bar{i}(t)_n = \text{const}$, и она равна значению $\bar{i}(n)$ при $t = nT$. Это равносильно включению на вход нагрузки через ключ с запоминающим элементом сигнала $\Delta \bar{i}(t)$ длительностью, равной периоду дискретности. Составляя для такой модели рекуррентные соотношения типа (26) и применяя к ним z -преобразование, получаем:

$$\Delta \bar{i}^*(z) = \frac{[K_0 z + K_1 l^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0} + K_2 d^{1-\gamma_0}] \Delta \theta^*(z) + \\ + (1 - b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0}) \Delta i^*(z)}{z - b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0} + K_3 d^{1-\gamma_0}}. \quad (33)$$

Модель УВ с двумя δ-импульсами напряжения, возникающими в моменты $t=nT$ и $t=nT+\gamma_0T$ [Л. 3], не учитывает изменения параметров нагрузки и имеет иные коэффициенты передачи. Нетрудно убедиться, что процессы, описываемые такой моделью, не будут удовлетворять разностному линеаризованному уравнению (23).

Передаточные функции динамической системы с УВ. Будем считать, что в системе регулирования УВ включен на линейную непрерывную часть так, что в системе имеется только одно звено с переменными параметрами — УВ. Рассмотрим сначала случай, когда УВ включен на вход апериодического звена с передаточной функцией

$$W_v(p) = \frac{K_v}{T_v p + 1}. \quad (34)$$

На участке $0 \leq \epsilon \leq \gamma_0$ на входе этого звена действует сигнал:

$$\bar{\Delta i}(n, \epsilon) = \Delta i(n, 0) + b^\epsilon + \bar{\Delta e}(n)(1 - b^\epsilon), \quad (35)$$

принимая, что на интервале дискретности $\bar{\Delta e}(0)_n = \Delta e(n) = \text{const}$.

Решая дифференциальное уравнение

$$T_v \frac{dy}{d\bar{t}} + y = K_v \bar{\Delta i}(n, \epsilon), \quad (36)$$

например с использованием преобразования Лапласа, и учитывая начальные условия [при $\epsilon = 0$ $y = y(n)$], найдем для $0 \leq \epsilon \leq \gamma_0$:

$$y(n, \epsilon) = \frac{K_v \bar{\Delta i}(n, 0)_+}{1 - T_v/T_K} (b^\epsilon - c_v^\epsilon) + \\ + K_v \bar{\Delta e}(n) \left[1 + \frac{b^\epsilon - \frac{T_v}{T_K} c_v^\epsilon}{T_v/T_K - 1} \right] + y(n) c_v^\epsilon, \quad (37)$$

где $c_v = \exp(-T_v/T_K)$.

На межкоммутационном интервале $\gamma_0 \leq \epsilon \leq 1$

$$\Delta i(n, \epsilon) = \Delta i(n, \gamma_0) + d^{\epsilon-\gamma_0} + \bar{\Delta e}(n)(1 - b^\epsilon). \quad (38)$$

Решая уравнение для межкоммутационного интервала, получаем результат, аналогичный (37):

$$y(n, \epsilon) = \frac{K_v \bar{\Delta i}(n, \gamma_0)_+}{1 - T_v/T_{MK}} (d^{\epsilon-\gamma_0} - c_v^{\epsilon-\gamma_0}) + \\ + K_v \bar{\Delta e}(n) \left[1 + \frac{d^{\epsilon-\gamma_0} - \frac{T_v}{T_{MK}} c_v^{\epsilon-\gamma_0}}{T_v/T_{MK} - 1} \right] + y(n, \gamma_0) c_v^{\epsilon-\gamma_0}. \quad (39)$$

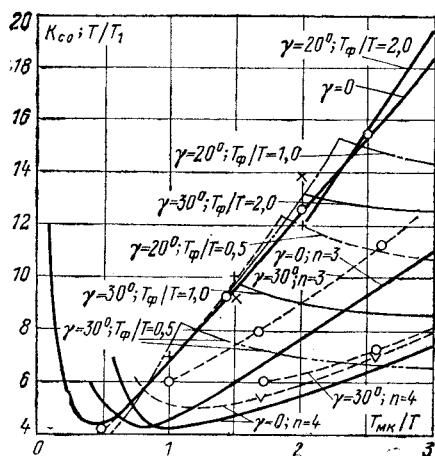


Рис. 3. Расчетные кривые и данные опыта областей устойчивости астатической системы второго порядка при $m=6$, $a=\pi/2$. \circ — точки опыта при $\gamma=0$; $+$ — точки опыта при $\gamma=20^\circ$; $T_\phi/T=0,5$, \times — то же при $\gamma=20^\circ$, $T_\phi/T=1$; \odot — точки опыта границ устойчивости к автоколебаниям на субгармонических частотах с $n=3$, $n=4$ и $\gamma=30^\circ$; \vee — то же при $n=3$, $\gamma=0$. — расчет; — — — опыт.

Учтем, что

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Delta i}(n, 0)_+ &= \Delta \bar{i}(n) + K_1 \Delta \theta_n; \\ \bar{\Delta i}(n, \gamma_0)_+ &= [\Delta i(n) + K_1 \Delta \theta_n] b^{\gamma_0} + \\ &+ K_2 \Delta \theta_n - K_3 \bar{\Delta i}(n) + \bar{\Delta e}(n)(1 - b^{\gamma_0}) \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

$y(n, \gamma_0)$ — значение y из (37) при $\epsilon = \gamma_0$.

Подставляя в (37) и (38) $\bar{\Delta i}(n, 0)_+$ и $\Delta i(n, \gamma_0)_+$ из (40), находим выражение для $y(n, \epsilon)$, на любом интервале зависящее лишь от значений $\bar{\Delta i}(n)$ и $\bar{\Delta e}(n)$ в моменты начала коммутации. После дискретного преобразования Лапласа с учетом выражения для $\bar{\Delta i}(z)$ (33) можно получить модифицированные z -преобразования функции $y(n, \epsilon)$ на обоих интервалах. Имеем обычное z -преобразование $Y^*(z)$, характеризующее импульсную передаточную функцию системы. Для этого из (37), (39) и (40) найдем $y(n+1)$, приняв в (39) $\epsilon=1$:

$$y(n+1) = P \bar{\Delta i}(n) + K \Delta \theta_n + L \bar{\Delta e}(n) + c_v y(n), \quad (41)$$

где

$$\left. \begin{aligned} P &= K_v \left[\frac{(b^{\gamma_0} - K_3)(d^{1-\gamma_0} - c_v^{1-\gamma_0})}{1 - T_v/T_{MK}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{c_v^{1-\gamma_0}(b^{\gamma_0} - c_v^{\gamma_0})}{1 - T_v/T_K} \right]; \\ K &= K_v \left[\frac{(K_1 b^{\gamma_0} + K_2)(d^{1-\gamma_0} - c_v^{1-\gamma_0})}{1 - T_v/T_{MK}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{K_1 c_v^{1-\gamma_0}(b^{\gamma_0} - c_v^{\gamma_0})}{1 - T_v/T_K} \right]; \\ L &= K_v \left[\frac{d^{1-\gamma_0} - c_v^{1-\gamma_0}}{1 - b^{\gamma_0} - \frac{d^{1-\gamma_0} - c_v^{1-\gamma_0}}{1 - T_v/T_{MK}}} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{b^{\gamma_0} - \frac{T_v}{T_K} c_v^{\gamma_0}}{1 - T_v/T_K} c_v^{1-\gamma_0} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Применим к (41) z -преобразование с учетом нулевых условий для $y(n, \epsilon)$, так как порядок числителя и знаменателя оператора приведенной линейной части больше 1. Тогда

$$zY^*(z) = P \bar{\Delta i}^*(z) + K \Delta \theta^*(z) + L \bar{\Delta e}^*(z) + c_v Y^*(z). \quad (43)$$

С учетом (33) получаем:

$$\left. \begin{aligned} Y^*(z) &= \frac{P [K_0 z + (K_1 b^{\gamma_0} + K_2) d^{1-\gamma_0}] + K (z-p)}{(z - c_v)(z-p)} \Delta \theta^*(z) + \\ &+ \frac{P (1 - b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0}) + L (z-p)}{(z - c_v)(z-p)} \Delta e^*(z). \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

При нулевом корне, т. е. когда вместо (34) имеем $W_L(p) = \frac{1}{T_v p}$ из (42) и (44) как предельный переход можно получить выражение для $Y^*(z)$, приняв $T_v \rightarrow \infty$, $c_v \rightarrow 1$. При $T_v = 0$, $c_v = 0$, $k_v = 1$ из (44) и (42) получаем z -преобразование для тока слева от нулевого импульса в моменты $t = nT$.

Рассмотрим теперь общий случай, когда УВ включен в линейную часть вида

$$W_L(p) = \frac{P(p)}{Q(p)}. \quad (46)$$

В данном случае можно так же составить рекуррентные соотношения, как в использованном выше приеме для вывода $Y^*(z)$, однако удобнее по теореме разложения представить $W_L(p)$ в виде суммы простых дробей и применить для каждого из слагаемых выражение (44).

Таким образом можно получить передаточную функцию динамической системы с УВ с учетом изменения его параметров нагрузки.

Определение фактора пульсаций. При определении $\frac{dU_{c,y}}{dt}$

в выражении для $F(z)$ необходимо учитывать изменение параметров цепи нагрузки, поэтому удобнее пользоваться кривой стационарного тока, воздействующей на оставшуюся линейную часть с постоянными параметрами. Для этого кривую стационарного тока можно разложить в ряд Фурье и найти гармонический состав $U_{c,y}$ и ее производной в момент $t=0$.

Более простое решение с результатом в виде ограниченного числа слагаемых получается, если для определения реакции в любой точке системы при воздействии на нее последовательности импульсов любой формы применить модифицированное z -преобразование [Л. 6]. Тогда для значения производной реакции на входе СИФУ УВ при $\varepsilon=1$ можно получить:

$$\begin{aligned} \left(\frac{dU_{c,y}}{dt} \right)_{t=0} &= -T \int_0^{\tau_0} \bar{i}_k \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right) K^*(z, \varepsilon - \tau) d\tau - \\ &- T \int_{\tau_0}^1 \bar{i}_{mk} \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right) K^*(z, \varepsilon - \tau) d\tau = \\ &= -T \sum_{v=1}^e C'_{v,0} \frac{c_v}{1-c_v} \left[\int_0^{\tau_0} \bar{i}_k \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right) c_v^{-\tau} d\tau + \right. \\ &\left. + \int_{\tau_0}^1 \bar{i}_{mk} \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right) c_v^{-\tau} d\tau \right], \quad (47) \end{aligned}$$

где $K^*(z, \varepsilon - \tau)$ — модифицированное z -преобразование $K^*(z, \sigma)$ от передаточной функции для производной сигнала $pW_L(p) = \frac{P(p)}{Q(p)}$ при $\sigma = \varepsilon - \tau$; p_v — корни характеристического уравнения $Q(p) = 0$; $c_v = \exp(p_v T)$; $C'_{v,0}$ — коэффициенты формул разложения оператора $pW_L(p)$ на простейшие дроби; $\bar{i}_k \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right)$,

$\bar{i}_{mk} \left(\frac{2\pi}{m} \tau \right)$ — импульсы стационарного коммутационного и межкоммутационного токов на интервале дискретности по (8) и (12).

При использовании рядов Фурье автоматически исключается влияние постоянных возмущений в системе, в данном методе влияние других постоянных возмущений необходимо учитывать. Постоянное возмущение можно представить на интервале дискретности импульсом с постоянной амплитудой и принять те же соотношения (47). Некоторая специфика имеет место при кратных и нулевых корнях в операторе $pW_L(p)$. Однако это самостоятельный вопрос, подлежащий отдельному рассмотрению.

Пример анализа устойчивости астатической системы второго порядка. Пусть

$$W_L(p) = \frac{1}{T_1 p (T_H p + 1)}, \quad (48)$$

где T_H — постоянная времени нагрузки УВ, изменяющаяся скачком на коммутационном и межкоммутационном интервалах. Здесь рассматривается или система регулирования тока с И-регулятором, или простейшая система вентильного электропривода с пропорциональным регулятором без учета влияния внутренней противо-Э. д. с.

Из (42) и (44), приняв $T_v \rightarrow \infty$, $c_v \rightarrow 1$, получим импульсную передаточную функцию разомкнутой системы:

$$\begin{aligned} K^*(z) &= K_{c,o} F \frac{Y^*(z)}{\Delta \theta^*(z)} = \\ &= \frac{P [K_0 z + (K_1 b^{\gamma_0} + K_2) d^{1-\gamma_0}] + K (z - p)}{(z - 1)(z - p)} K_{c,o} F; \\ P &= \frac{T_{mk}}{T_1} \left[(b^{\gamma_0} - K_3) (1 - d^{1-\gamma_0}) + \right. \end{aligned}$$

$$\left. + \frac{T_k}{T_{mk}} (1 - b^{\gamma_0}) \right] = \frac{T_{mk}}{T_1} A; \quad \left. \right\} \quad (49)$$

$$K = \frac{T_{mk}}{T_1} K_1 b^{\gamma_0} + K_2 (1 - d^{1-\gamma_0}) +$$

$$+ \frac{T_k}{T_{mk}} K_1 (1 - b^{\gamma_0}) = \frac{T_{mk}}{T_1} C.$$

Характеристический полином выражения $1 + K^* p(z)$

$$F(z) = z^2 - zg + p + \frac{T_{mk}}{T_1} K_{c,o} F (za + f - pC), \quad (50)$$

где

$$\begin{aligned} g &= 1 + p; \quad p = b^{\gamma_0} d^{1-\gamma_0} - K_3 d^{1-\gamma_0}; \quad a = K_0 A + C; \\ f &= A (K_1 b^{\gamma_0} + K_2) d^{1-\gamma_0}. \end{aligned}$$

Условия устойчивости по критерию Шур-Кона для системы второго порядка [Л. 6]:

$$1 - g + p - \frac{T_{mk}}{T_1} K_{c,o} F (a + f - pC) > 0 \quad \text{всегда выполняется};$$

$$\begin{aligned} 1 + g + p + \frac{T_{mk}}{T_1} K_{c,o} F (-a + f - pC) &> 0; \\ K_{c,o} F \frac{T_{mk}}{T_1} &< \frac{1 + g + p}{a - f + pC} = x; \\ 1 - p - \frac{T_{mk}}{T_1} K_{c,o} F (f - pC) &> 0; \\ K_{c,o} F \frac{T_{mk}}{T_1} &< \frac{1 - p}{f - pC} = y. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (51)$$

Из критерия устойчивости Найквиста для импульсных систем к колебаниям на основной субгармонике $K^* p(-1) > -1$ можно получить второе условие устойчивости. Следовательно, последнее условие в (51) характеризует область устойчивости к низкочастотным самовозбуждающимся колебаниям.

Для определения фактора пульсаций можно воспользоваться описанными выше методами. В данном примере задачу можно упростить, так как

$$\left(\frac{dU_{c,y}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{\bar{i}_{cp} - \bar{i}_0}{\omega_0 T_1}, \quad (52)$$

где \bar{i}_{cp} — среднее значение тока нагрузки.

Рассмотрим случай $R_\Phi = 0$. Тогда согласно [Л. 7] можно найти:

$$\bar{i}_{cp} = \cos \alpha - \bar{e}_n - \frac{T_\Phi}{T} \bar{i}_0, \quad (53)$$

где значения \bar{i}_0 и \bar{e}_n определяются совместным решением (19) и (31).

Из (51) и (1) получаем для субгармонических колебаний:

$$K_{c,o} \frac{T}{T_1} < \frac{1}{\frac{T_{mk}}{Tx} - \frac{\bar{i}_{cp} - \bar{i}_0}{2\pi m}}. \quad (54)$$

Для низкочастотных колебаний

$$K_{c,o} \frac{T}{T_1} < \frac{1}{\frac{T_{mk}}{T_1 y} - \frac{\bar{i}_{cp} - \bar{i}_0}{2\pi m}}. \quad (55)$$

В частном случае $T_\Phi = 0$, $\gamma = 0$ и остается только условие (54), которое приводится к виду:

$$K_{c,o} \frac{T}{T_1} < \frac{2}{\sin \alpha_0} \frac{1}{\operatorname{th} \frac{T}{2T_2} - \frac{1}{\pi \sin \alpha_0 m}}. \quad (56)$$

Можно показать, что полученный результат полностью совпадает с данными [Л. 10], если в последних выполнить ряд упрощающих преобразований.

На рис. 3 в функции $T_{\text{мк}}/T$ приведены рассчитанные на ЦВМ по (54), (55), (19) и (31) кривые критических коэффициентов усиления $K_{\text{с.о.}} \frac{T}{T_1}$ для УВ с линейной СИФУ при

$\alpha_0 = 90^\circ$, $m = 6$ и различных T_{Φ}/T и γ_0 . Точки излома кривых соответствуют условию $x = y$. Слева от этих точек возбуждаются колебания на основной субгармонике, справа — низкочастотные колебания, которые синхронизируются в дальнейшем, как правило, по одной из низших субгармоник. Области устойчивости к ним определяются другими критериями [Л. 9] и оказываются меньше областей, устанавливаемых критерием устойчивости в малом (рис. 3). Приведены также результаты моделирования на АВМ, причем УВ моделировался строго с учетом всех его специфических особенностей. На рис. 3 видно, что расчет и эксперимент дают полное качественное и хорошее количественное совпадение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bjaresten N. A. The Static Converter as a High-Speed Power Amplifier. — «Direct Current», 1963, vol. 8, № 6.
2. Шипилло В. П. Исследования процессов в замкнутых вентильных системах методом ε -преобразования. — «Электричество», 1969, № 11.

3. Sucena-Paiva J. P., Hernander R., Fresis L. L. Stability study of controlled rectifiers using a new concrete model. — «Proc. IEE», 1972, vol. 119, № 9.

4. Нейман Л. Р. Обобщенный метод анализа переходных и установившихся процессов в цепях с преобразователями с учетом активных сопротивлений. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 2.

5. Пессе А. В. Применение метода разностных уравнений для расчета переходных процессов в преобразователях. — «Труды НИИПТ», сб. 18, 1972.

6. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.

7. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.

8. Куzin Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. М., Машгиз, 1962.

9. Поздеев А. Д., Донской Н. В. Комплексный коэффициент усиления управляемых выпрямителей на субгармонических частотах. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 10.

10. Шипилло В. П. Критерий устойчивости замкнутых систем регулирования с вентильным преобразователем к субгармоническим автоколебаниям. — «Электричество», 1969, № 9.

[10.12.1973]



УДК [621.318.122.3.042:621.318.34].001.5

Характеристики безгистерезисного намагничивания ферромагнитных сердечников

ЗОЛОТОВА Н. М., СУББОТИНА Г. В.

Москва

Безгистерезисное или «идеальное» намагничивание, при котором на постоянное поле H_0 накладывается дополнительное переменное поле с уменьшающейся до нуля амплитудой, позволяет получить предельно высокие значения магнитной проницаемости μ_i [Л. 1]. Поэтому безгистерезисное намагничивание широко используется для определения внутреннего и внешнего размагничивающих факторов ферромагнитных сердечников, построения феррозондов, магнитных модуляторов, усилителей и компараторов постоянного тока повышенной чувствительности, аналоговых и цифровых запоминающих устройств и др. [Л. 2—9].

В этой связи возникает необходимость определения зависимости характеристик безгистерезисного намагничивания от различных факторов с целью выбора оптимального магнитного материала, конструктивных параметров сердечников и режима намагничивания для каждого конкретного применения.

Вместе с тем в технической литературе практически отсутствуют подобные характеристики для наиболее употребляемых в настоящее время магнитно-мягких материалов и типов сердечников. Более того, встречаются много противоречивых, а также неверных утверждений о свойствах безгистерезисного намагничивания. Так, согласно [Л. 10] начальная проницаемость на безгистерезисной кривой намагничивания ферромагнетика $\mu_i(0)$ практически совпадает с максимальной дифференциальной магнитной проницаемостью $\mu_d = \frac{d\mu_i(0)}{dH}$ на

пределной статической петле гистерезиса. В действительности это оказалось справедливым лишь для сердечников с относительно большим размагничивающим фактором (см., например, [Л. 4]).

Обычно полагают, что наибольшая крутизна кривой безгистерезисного намагничивания, т. е. наибольшее значение начальной проницаемости $\mu_i(0)$ на безгистерезисной кривой намагничивания, достигается при низких частотах переменного поля. В связи с этим, как правило, снимают безгистерезисные кривые намагничивания при весьма низких частотах, например, в [Л. 11] безгистерезисные характеристики витых тороидов измерялись при частоте 0,2 Гц. Лишь в [Л. 12], где приводятся результаты исследования безгистерезисного намагничивания ленточных тороидальных сердечников типа ОЛ 25/35-6,5 из материала 79НМ толщиной 20 мкм, отмечается, что для указанных сердечников безгистерезисная начальная проницаемость с повышением частоты сначала возрастает, достигает максимального значения при $f = 9,5$ кГц и с дальнейшим повышением частоты уменьшается.

В [Л. 13] авторы ошибочно объясняют наблюдаемые ими низкие значения безгистерезисной магнитной проницаемости у витых пермаллоевых сердечников по сравнению с сердечниками, набранными из штампованных колец того же материала, влиянием межвитковых зазоров у первых. Ошибочность этого утверждения вытекает из того, что измеренные значения проницаемости для витых сердечников оказались много меньше проницаемости формы таких сердечников. Число подобных приме-

ров необоснованных утверждений относительно свойств идеального намагничивания ферромагнитных сердечников можно было увеличить.

В статье приведены результаты экспериментального исследования безгистерезисного намагничивания тороидальных витых и ферритовых сердечников из различных материалов при различных частотах переменного убывающего поля и сопоставление полученных характеристик со статическими характеристиками сердечников, коэффициентом размагничивания витых сердечников и некоторыми теоретическими выводами.

Методика измерений. Измерения во всех случаях проводились на двух сердечниках из одной производственной партии, наименее отличающихся по значениям потоков насыщения, коэрцитивной силы и максимальной дифференциальной проницаемости $\mu_d(0)$ на предельной статической петле гистерезиса. Несколько упрощенная измерительная схема приведена на рис. 1, где точками обозначены пачала соответствующих обмоток сердечника. Цепь убывающего по амплитуде переменного намагничивающего тока $i_a = I_a(t) \sin \omega t$ состоит из задающего генератора регулируемой частоты Γ_1 , управляемого аттенюатора UA , усилителя мощности UM и амперметра A_1 , используемого для установки начального значения амплитуды тока $I_a(0)$.

Особое внимание было обращено на то, чтобы генератор Γ_1 и УМ не создавали четных нелинейных искажений, при которых в токе i_a появляются четные гармоники. Поскольку четные гармоники тока i_a в одном из сердечников оказывают действие, согласующееся с I_0 , а в другом — обратное действие, то некоторое содержание четных гармоник (до 3—5%) в токе i_a практически не оказывает влияния на характеристики идеального намагничивания, измеренные для двух одинаковых сердечников, что подтвердилось экспериментально. В случае измерений на одном сердечнике влияние четных гармоник оказалось существенным.

В качестве аттенюатора UA использовались линейный вращающийся трансформатор и непроволочный потенциометр с механическим приводом, обеспечивающим

$$I_a(t) = I_a(0) \left(1 - \frac{t}{T}\right), \quad (1)$$

где

$$0 \leq t \leq T$$

С увеличением T сначала увеличивается начальная безгистерезисная проницаемость $\mu_i(0)$, которая при некотором $T = T_{kp}$ достигает максимального возможного значения и в дальнейшем с ростом T больше не увеличивается [Л. 14]. При всех измерениях выбиралось $T > 1,5T_{kp}$, которое определяется экспериментально. В первом приближении с некоторым запасом оказалось возможным принять

$$I_{kp} = (3 \div 6) \cdot 10^{-4} \frac{\mu_A H_c}{B_{sf}},$$

где μ_d — относительная дифференциальная магнитная проницаемость; H_c — коэрцитивная сила; B_s —

4 *

индукция насыщения испытуемого сердечника; f — частота убывающего переменного поля.

Нажатием кнопки K_1 запускался УА, после чего ток $I_a(t)$ изменялся согласно формуле (1).

Минимальное допустимое значение начальной амплитуды $I_a(0)$ тока i_a зависит от частоты этого тока. При заниженных значениях $I_a(0)$ и соответственно $H_a(0)$ наблюдалось неполное размагничивание сердечника и значительный разброс значений индукции $B_{ii}(H_0)$ при идеальном намагничивании, особенно при малых значениях постоянного тока I_0 . Поэтому для каждой пары сердечников при данной частоте определялось то значение $I_{a\min}(0)$, после которого дальнейшее повышение $I_a(0)$ не приводило к уменьшению разброса измеряемого значения B_{ii} при малых значениях H_0 . Типичные зависимости $H_{a\min}(0)$ от f , полученные для витых сердечников, приведены на рис. 2.

Следует отметить, что для некоторых витых сердечников из сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса не удавалось добиться полного размагничивания и воспроизведимых кривых идеального намагничивания в области слабых полей при любых значениях $H_a(0)$.

Считывание записанных после идеального намагничивания значений магнитных потоков сердечников осуществлялось от специального ждущего генератора G_3 прямоугольными импульсами тока считывания $I_{\text{сч}}$ заданной длительности, достаточными для технического насыщения сердечников.

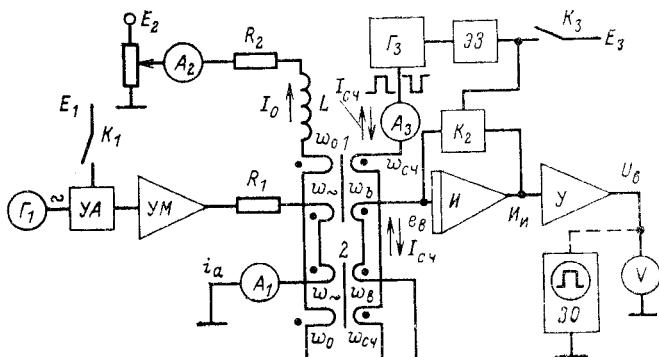


Рис. 1. Схема измерения характеристик идеального намагничивания.

1 и 2 — исследуемые сердечники; w_0 , w_{\sim} и $w_{\text{с.ч.}}$, $w_{\text{в}}$ — обмотки соответственно постоянного тока, убывающего переменного тока, для импульсного тока считывания, выходные (измерительные).

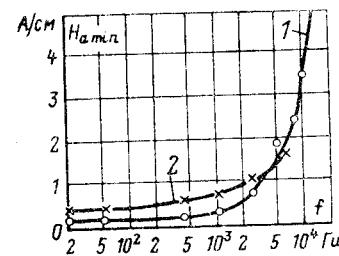


Рис. 2. Зависимость минимального начального значения убывающего переменного поля, при котором имеет место полное размагничивание сердечников от частоты.

1 — для сердечников из сплава 77 НМД толщиной 2,2 мкм; 2 — из сплава 34 НКМП толщиной 4,85 мкм.

Одновременно с нажатием ключа K_3 , запускающего генератора G_3 через элемент задержки ЭЗ, размыкается ключ K_2 , шунтирующий цепь обратной связи интегрирующего усилителя ИУ, к входу которого подключены выходные обмотки w_b сердечников. Отсчет выходного сигнала интегратора осуществлялся либо по вольтметру V или запоминающему осциллографу ЗО, подключенному к выходу интегратора, иногда через дополнительный усилитель U со стабильным коэффициентом усиления.

Пусть при идеальном намагничивании в соответствующих сердечниках устанавливаются магнитные потоки $\Phi_1(H_0)$ и $\Phi_2(H_0)$, а под действием тока $I_{c\text{ч}} = \Phi_{1m}(H_{c\text{ч}} + H_0)$ и $\Phi_{2m}(H_{c\text{ч}} - H_0)$. На выходе идеального интегратора имеем:

$$U_{\text{и}}(H_0) = \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{ч}}} e_{\text{в}} dt = \frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{ч}}} w_b \left(\frac{d\Phi_2}{dt} - \frac{d\Phi_1}{dt} \right) dt = \\ = \frac{w_b}{T_{\text{и}}} [\Phi_{2m} - \Phi_{1m} + \Phi_1(H_0) - \Phi_2(H_0)], \quad (2)$$

где $T_{\text{и}}$ — постоянная интегратора; w_b — число витков выходной обмотки; $T_{\text{ч}}$ — длительность импульса считывания, который превышает максимальное время перемагничивания сердечника под действием тока $I_{c\text{ч}}$. Из формулы (2) видно, что даже при $\Phi_1(0) = \Phi_2(0) = 0$, т. е. при полном размагничивании сердечников под действием тока I_a при $I_0 = 0$ на выходе интегратора ИУ имеем начальное напряжение, обусловленное неидентичностью сердечников:

$$U_{\text{и}}(0) = \frac{w_b}{T_{\text{и}}} [\Phi_{2m}(H_{c\text{ч}}) - \Phi_{1m}(H_{c\text{ч}})].$$

Выбором $H_{c\text{ч}} \gg H_0$ можно обеспечить $\Phi_{1m}(H_{c\text{ч}} + H_0) \approx \Phi_{1m}(H_{c\text{ч}})$ и $\Phi_{2m}(H_{c\text{ч}} - H_0) \approx \Phi_{2m}(H_{c\text{ч}})$. В этом случае согласно (2) среднее значение индукции для двух сердечников при идеальном намагничивании равно:

$$B_{\text{и}}(H_0) = \frac{\Phi_1(H_0) - \Phi_2(H_0)}{s_1 + s_2} = \frac{U_{\text{и}}(H_0) - U_{\text{и}}(0)}{s_1 + s_2} \frac{T_{\text{и}}}{w_b}. \quad (3)$$

Очевидно, что начальное напряжение интегратора $U_{\text{и}}(0)$ есть функция поля считывания $H_{c\text{ч}}$, поэтому все измерения следует производить при одном и том же значении $H_{c\text{ч}}$.

Более точные результаты могут быть получены, если измерения производить дважды: для $+I_{c\text{ч}}$ и для $-I_{c\text{ч}}$ при одном и том же значении $I_{c\text{ч}}$. Тогда из формулы (2)

$$U'_{\text{и}}(H_0) = \frac{w_b}{T_{\text{и}}} [\Phi_{2m}(H_{c\text{ч}} + H_0) - \Phi_{1m}(H_{c\text{ч}} - H_0) + \\ + \Phi_1(H_0) - \Phi_2(-H_0)]; \\ U''_{\text{и}}(H_0) = \frac{w_b}{T_{\text{и}}} [\Phi_{2m}(-H_{c\text{ч}} + H_0) - \\ - \Phi_{1m}(-H_{c\text{ч}} - H_0) + \Phi_1(H_0) - \Phi_2(-H_0)].$$

В области насыщения

$$\Phi_{im}(H_{c\text{ч}} \pm H_0) = \Phi_{im}(H_{c\text{ч}}) \pm \mu_0 \mu_s H_0 s_i,$$

где μ_{si} — дифференциальная магнитная проницаемость i -го сердечника в области насыщения при $H = H_{c\text{ч}}$.

Учитывая, что $\Phi_{1m}(H_{c\text{ч}} \pm H_0) = -\Phi_{1m}(-H_{c\text{ч}} \mp H_0)$, находим:

$$U'_{\text{и}}(H_0) + U''_{\text{и}}(H_0) = \frac{2w_b}{T_{\text{и}}} [\mu_0 H_0 (s_2 \mu_{s2} - s_1 \mu_{s1}) + \\ + \Phi_1(H_0) - \Phi_2(-H_0)]$$

или

$$B_{\text{и}}(H_0) = \frac{U'_{\text{и}}(H_0) + U''_{\text{и}}(H_0)}{2(s_1 + s_2)} \frac{T_{\text{и}}}{w_b} + \varepsilon(H_0), \quad (4)$$

где

$$\varepsilon(H_0) = -\frac{\mu_0 H_0 (s_1 \mu_{s1} + s_2 \mu_{s2})}{s_1 + s_2} = -\mu_0 \mu_s H_0,$$

а μ_s — среднее значение μ_{s1} и μ_{s2} .

Обычно погрешность, возникающая в формуле (4) при учете $\varepsilon(H_0)$, пренебрежимо мала. Так, для выбранного значения $H_{c\text{ч}}$ значение μ_s для исследованных сердечников не превышало 100. В этом случае при $H_0 = 1$ А/м $\varepsilon(H_0) = 8 \cdot 10^{-7}$ Т, в то время как $B_{\text{и}}(H_0) = 2 \cdot 10^{-2} \div 0,9$ Т для витых тороидов.

В области слабых полей H_0 при $|B_{\text{и}}(H_0)| \leq (0,2 \div 0,4) B_{5\text{и}}(B_0)$ вычислялось как среднее из восьми—десяти измерений. При больших значениях поля число измерений сокращалось до трех — шести в зависимости от их повторяемости, так как с увеличением H_0 во всех случаях улучшалась воспроизводимость результатов измерений.

Согласно формуле (2) с увеличением времени $T_{\text{и}}$ при данных значениях w_b и $B_{\text{и}}(H_0)$ уменьшается выходное напряжение генератора. Для исследования малогабаритных сердечников с малым числом витков выходной обмотки, выбранным с целью устранения влияния емкости этой обмотки, было принято значение $T_{\text{и}} = 10^{-5}$ с с записью $U_{\text{и}}(H_0)$ на запоминающий осциллограф. При этом поле $H_{c\text{ч}}$ обеспечивало перемагничивание сердечника за время меньшее $T_{\text{и}}$. Для сердечников с большим значением потока $\Phi_m(H_{c\text{ч}})$, позволяющих значительно увеличить $T_{\text{и}}$, отсчет напряжения $U_{\text{и}}$ производился по вольтметру, иногда после дополнительного усиления. Градуировка выходной части схемы, т. е. определение значения коэффициента пропорциональности в формуле

$$B_{\text{и}}(H_0) = k \frac{U'_{\text{в}} + U''_{\text{в}}}{2w_b(s_1 + s_2)},$$

где $U'_{\text{в}}$ и $U''_{\text{в}}$ — показания вольтметра или ЗО для двух полярностей тока считывания, осуществлялась путем подачи на вход интегратора ИУ прямоугольных импульсов напряжения известной с точностью до $\pm 1\%$ вольт-секундной площади.

Для витых сердечников среднее значение толщины ленты d , межвиткового зазора δ и площади поперечного сечения s вычислялось на основе измерений внутреннего и внешнего диаметров сердечника $D_{\text{в}}$ и $D_{\text{н}}$, его высоты (ширины ленты) h и веса P без межвитковой изоляции. Удельный вес материала сердечника и его число витков n известны. Очевидно,

$$l_{\text{cp}} = \frac{\pi (D_{\text{н}} + D_{\text{в}})}{2}, \quad d = \frac{P}{\gamma nh l_{\text{cp}}};$$

$$\delta = \frac{0,5 (D_{\text{н}} - D_{\text{в}}) - n d}{n - 1} \quad \text{и} \quad s = n d h = \frac{P}{\gamma l_{\text{cp}}}.$$

№ п/п.	Материал сердечника	Основные параметры									
		d , мкм	h , мм	D_H , мм	D_B , мм	δ , мкм	μ_d ($B=0$)	m	μ_{B_i} $f=20$ Гц	μ_{B_i} $f=f_{\text{опт}}$	$f_{\text{опт}}$, кГц
1	50 НП	50	5	20	16	5,7	$6,2 \cdot 10^5$	$1,09 \cdot 10^7$	$1,01 \cdot 10^7$	—	—
2	79 НМ	20	6,5	23,5	14,5	43	$3,9 \cdot 10^5$	$4,1 \cdot 10^6$	$3,6 \cdot 10^6$	—	—
3	79 НМ	3,45	1,5	2,2	1,76	1,19	$1,45 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^6$	—	$4 \cdot 10^6$	1—50
4	77 НМД	2,2	2,23	2,75	1,65	2,56	$3,04 \cdot 10^5$	$8,4 \cdot 10^6$	$4,4 \cdot 10^6$	$5,7 \cdot 10^6$	0,1—5
5	81 НМА	2,54	2,46	3,66	2,96	4,42	$4,2 \cdot 10^5$	$9,5 \cdot 10^6$	$7,1 \cdot 10^6$	—	1—20
6	34 НКМП	4,85	3,5	8,7	5,8	5,05	$9 \cdot 10^4$	$2,1 \cdot 10^7$	$1,43 \cdot 10^6$	$2,48 \cdot 10^6$	1—2,5
7	0,12 ВТ	—	2,8	2	1,4	—	$2,66 \cdot 10^4$	—	$7 \cdot 10^4$	$2,44 \cdot 10^5$	100
8	0,3 ВТ	—	1,3	3	2	—	$1,7 \cdot 10^4$	—	$3,2 \cdot 10^4$	$8,8 \cdot 10^4$	20—100
9	0,7 ВТ	—	1,3	3	2	—	$9,9 \cdot 10^3$	—	$3 \cdot 10^4$	$5,95 \cdot 10^4$	100
10	1,3 ВТ	—	0,8	2	1,4	—	$8 \cdot 10^3$	—	—	$1,27 \cdot 10^4$	100

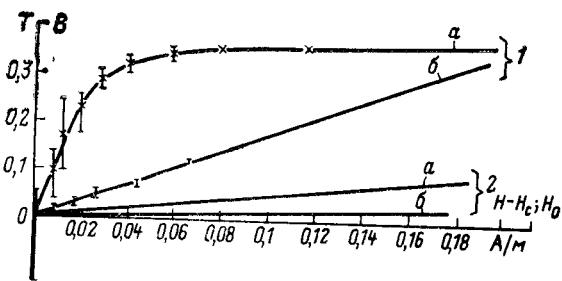


Рис. 3. Средние кривые идеального намагничивания при частоте 20 Гц (1) и вертикальные участки предельных статических петель гистерезиса, смещенные на величину A (2).
а — для сердечников из сплава 81 НМА толщиной 2,54 мкм; б — из сплава 34 НКМП толщиной 4,85 мкм.

Результаты измерений. Основные параметры исследованных сердечников приведены в таблице. Эти сердечники могут быть разбиты на две группы: витые тороиды и ферритовые тороиды. Среди первой группы следует выделить № 1 и 5 с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ), для которых при малых значениях H_0 , соответствующих $B_i \leq (0,3 \div 0,5) B_s$, не удавалось получить воспроизводимых результатов. Для 50 НП при $H_0=0$ среднеквадратичное отклонение $B_i(0)$ от его среднего значения, определенного по результатам двадцати измерений, составляло $0,15 B_s$, а для 81 НМА — $0,07 B_s$. Для других сердечников, указанных в таблице, среднеквадратичное отклонение измеренного значения $B_i(0)$ от его средней величины лежало в пределах погрешности измерений и не превышало $0,01 B_s$. Отметим при этом, что сердечники из сплавов 77 НМД и 34 НКМП и все ферритовые сердечники также имеют прямоугольную петлю гистерезиса. В таблице также приведено расчетное значение максимальной проницаемости формы витых сердечников, вычисленное по формуле:

$$m = \frac{1}{N} = \frac{(n-1) l^2_{\text{ср}}}{n d \delta}. \quad (5)$$

Как показано в [Л. 15], формула (5) справедлива только для значения проницаемости вещества $\mu \gg m$. При $\mu \ll m$ величина m принимает более низкие значения, чем те, которые определяются формулой (5). Очевидно, что значение $\mu_i(0)$ для витых сердечников не может превышать значения m [Л. 2].

На рис. 3 приведены усредненные безгистерезисные кривые намагничивания $B_i(H_0)$, а также показан максимальный разброс значений $B_i(H_0)$ при многократных повторных измерениях. Для сердечников из сплава 34 НКМП разброс измеренных значений $B_i(H_0)$ практически не наблюдался. Для тех же сердечников приведены вертикальные участки предельных статических петель гистерезиса (кривые 2). Видно, что вопреки утверждениям многих авторов, идеальное намагничивание для обоих пар сердечников дает существенно большие значения начальной проницаемости $\mu_i(0)$, чем максимальная дифференциальная проницаемость $\mu_d(0)$ на предельной статической петле гистерезиса (см. таблицу).

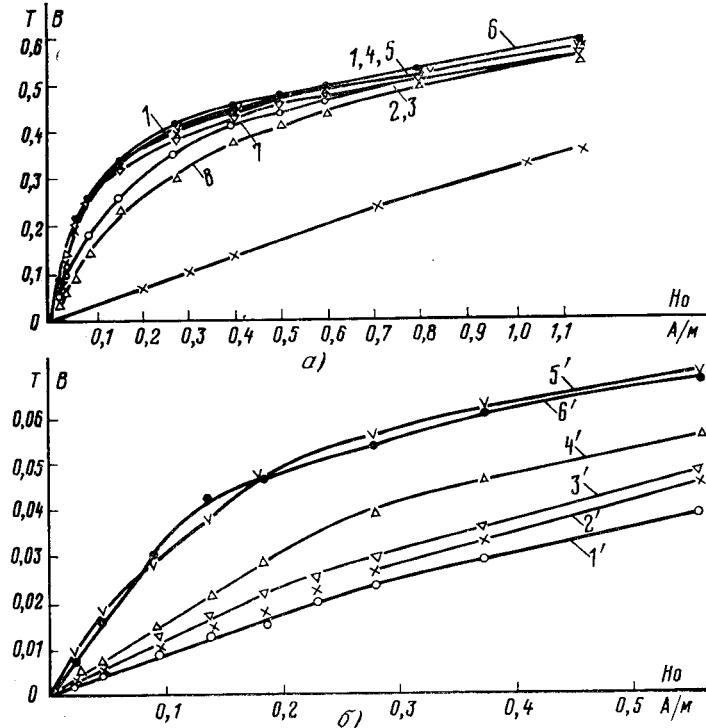


Рис. 4. Характеристики идеального намагничивания при различной частоте переменного поля f .
а — для сердечников из сплава 77 НМД толщиной 2,2 мкм; б — ферритовых сердечников 012 ВТ, $2 \times 1,4 \times 2,8$. 1 — $f=20$ Гц; 2 — 100 Гц; 3 — 1 кГц; 4 — 5 кГц; 5 — 10 кГц; 6 — 20 кГц; 7 — 100 кГц; 8 — 200 кГц; \times — смещенная на $-H_0$ восходящая ветвь предельной статической петли гистерезиса; 1 — 50 Гц; 2 — 400 Гц; 3 — 2500 Гц; 4 — 20 кГц; 5' — 100 кГц; 6' — 200 кГц.

Для всех исследуемых сердечников были проведены измерения зависимости B_i от поля H_0 при различных частотах переменного поля (рис. 4). В диапазоне от 20 Гц до 20 кГц (см. рис. 4, а) наблюдается слабая зависимость результатов измерения от частоты переменного поля, которая сказывается различным образом в области малых и больших значений B_i . При более высоких частотах, например, при 200 кГц, величина $\mu_i(0)$ существенно уменьшается. Кривая 9 на рис. 4, а соответствует смещенной восходящей ветви предельной статической петли гистерезиса, для которой $\mu_d(0) \approx -3 \cdot 10^6$, в то время, как при $f=1$ кГц $\mu_i(0) = 5,7 \cdot 10^6$, т. е. и для этих сердечников $\mu_i(0) \gg \mu_d(0)$. На рис. 4, б приведены семейства кривых идеального намагничивания ферритовых сердечников.

На рис. 5 для ряда сердечников построены экспериментальные зависимости начальной (максимальной) проницаемости на идеальной кривой намагничивания от частоты переменного магнитного поля $\mu_{i \text{ max}}(f)$. Результаты измере-

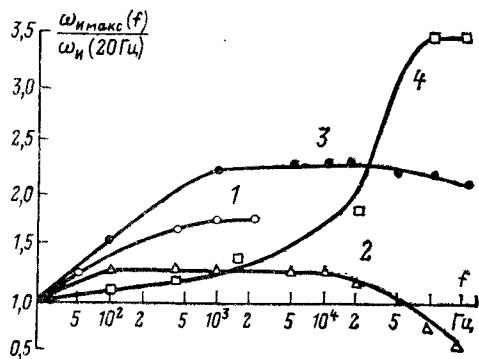


Рис. 5. Зависимость начальной (максимальной) проницаемости при идеальном намагничивании от частоты переменного поля для сердечников.

1 — из сплава 34 НКМП толщиной 4,85 мкм; 2 — из сплава 77 НМД толщиной 2,2 мкм; 3 — из сплава 81 НМА толщиной 2,54 мкм; 4 — из феррита 0,12 ВТ.

ния выражены в относительных единицах как отношение $\mu_i \max(f) / \mu_i(20 \text{ Гц})$. Видно, что в то время, как для 77 НМД максимальное значение $\mu_i \max(f)$ превышает $\mu_i(20 \text{ Гц})$ лишь на 30%, для сердечников из сплава 34 НКМП это превышение составляет уже 80%, для 81 НМА — в 2,3 раза, а для ферритовых сердечников 0,12 ВТ — 3,5 раза. Причина такого увеличения $\mu_i \max = \mu_i(0)$ с возрастанием частоты еще не вполне ясна. Можно, по-видимому, согласиться с мнением авторов [Л. 12], которые объясняют указанные явления зависимостью доменной структуры от частоты убывающего переменного поля. В пользу такого объяснения говорит и то, что для сердечников из сплавов 81 НМА и 50 НП с ростом частоты переменного поля наблюдается уменьшение дисперсии значения $B_i(0)$. Однако при некоторой частоте переменного поля возросшие потери в сердечнике, влияние вихревых токов и магнитной вязкости ухудшают условия идеального намагничивания. Естественно, что такая трактовка нуждается в дополнительной проверке.

Для выяснения, не вызвано ли значительное увеличение $\mu_i(0)$ сердечника из феррита 0,12 ВТ на частоте 100 кГц резонансными явлениями, обусловленными емкостью обмоток и присоединенных цепей, было исследовано влияние емкости C_s , шунтирующей ω_s в схеме рис. 1, на измеренные значения $B_i(H_0)$ при $H_0 = 0,0188 \text{ А/м}$ и $f = 100 \text{ кГц}$. Результаты измерения свидетельствуют о том, что в отдельных случаях резонансные явления, особенно такие, которые вызывают появление четных гармоник тока в обмотках сердечника, могут оказывать существенное влияние на результаты измерений μ_i . Однако в нашем случае, когда общая емкость обмоток и присоединенных цепей для всех исследованных сердечников не превышала 0,1 нФ, нельзя объяснить наблюдаемую зависимость μ_i от частоты резонансными явлениями.

Для проверки воспроизводимости результатов измерения $B_i(H_0)$ для однотипных сердечников были сняты безгистерезисные кривые намагничивания пяти пар сердечников из сплава 79 НМ с номинальным значением толщины ленты 3 мкм. Сердечники были взяты из одной производственной партии и для каждой пары подбирались лишь по значению потока насыщения с точностью $\pm 5\%$. Идеальные кривые намагничивания всех пар, снятые для частоты переменного поля $f = 50 \text{ кГц}$, совпали в пределах погрешности измерения ($\mu_i(0) \approx 4 \cdot 10^6$ при $\mu_d(0) \approx 1,45 \cdot 10^5$).

Выводы. 1. Результаты измерения свидетельствуют о том, что идеальное намагничивание для витых тороидальных сердечников, имеющих межвитковый зазор, позволяет получить весьма высокие значения $\mu_i(0)$, ограниченные лишь проницаемостью формы сердечника. При этом для витых сердечников из сплава 79 НМ были получены более высокие значения $\mu_i(0)$, чем для тороидов, набранных из штампованных колец той же ленты.

2. Для всех исследованных сердечников значение $\mu_i(0)$ оказалось существенно выше значения $\mu_d \max = \mu_i(0)$ на предельной статической петле гистерезиса, что согласуется с тео-

ретическим обоснованием этого явления, приведенным в [Л. 15], и опровергает имеющееся в других работах утверждение о том, что $\mu_i(0) \approx \mu_d \max$. Вопреки распространенному мнению для каждого типа исследованных ферритовых сердечников с ППГ и витых тороидов из ленты имеется некоторый оптимальный диапазон частот переменного поля, при котором $\mu_i(0)$ достигает максимального значения. При $f \approx 0$ значение $\mu_i(0)$ может быть существенно меньше этого максимального значения. Однако влияние частоты переменного поля на характеристики идеального намагничивания носит сложный характер и нуждается в дополнительном исследовании. Известно, что по мере уменьшения толщины проката магнитно-мягких материалов ухудшаются их статические магнитные свойства (растет H_c и уменьшается μ_{\max} [Л. 2 и 16]). Проведенные исследования показали, что это явление не распространяется на характеристики идеального намагничивания. Установлено, что для сердечников из ленты микронных размеров могут быть получены значения $\mu_i(H_0)$, не уступающие тем, которые имеют сердечники из более толстой ленты той же марки. Поэтому, используя сердечники, выполненные из ленты микронных размеров, можно получить высокие значения μ_i , осуществляя идеальное намагничивание на повышенных частотах в течение короткого интервала времени. Таким образом, можно повысить быстродействие соответствующих магнитных устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поливанов К. М. Ферромагнетики. М., Госэнергоиздат, 1957, 256 с.
2. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1974, 768 с.
3. Будрин С. П. Определение коэффициента размагничивания при помощи идеальной кривой намагничивания. — «Труды ВИМС», 1933, вып. 4(20), с. 59—73.
4. Шишков А. Г., Мукиров К. М. Внутренний размагничивающий фактор никельциновых ферритов, содержащих кобальт. — «Физика металлов и металловедение», 1966, вып. 1, т. 22, с. 154—157.
5. Поливанов К. М., Брауде А. А. Безгистерезисное намагничивание и его применение для измерения малых токов и э. д. с. — «Труды МЭИ», 1956, вып. 18, с. 135—146.
6. Хруслов Л. Л., Поливанов К. М., Негневицкий И. Б. О возможности построения магнитного усилителя с безгистерезисным намагничиванием. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 7, с. 731—734.
7. Торопов В. С. Применение «идеальной» петли гистерезиса ферромагнетиков в магнитных запоминающих устройствах. М., Изд. вычисл. центра АИ СССР, 1962, 32 с.
8. Иуда Г. А. Об использовании явления идеальной петли гистерезиса для повышения надежности матричного запоминающего устройства. — «Научно-технич. информ. бюл. ЛПИ», 1960, № 8.
9. Watanabe S., Oshima S., Enomoto H. Magnetic Circuits for Analog Memory and Arithmetic Operations. — «J. Inst. Compt. Engrs.», Japan, 1962, vol. 45, № 11, p. 1533.
10. Бозорт Р. Ферромагнетизм. М., Изд-во иностр. лит., 1957, 786 с.
11. Friedlaender F. J., McMillen T. D. Anhysteretic Magnetization of Ni—Fe Tape Cores. — «J. Appl. Phys.», 1967, vol. 38, № 3, р. 1188—1190.
12. Негневицкий И. Б., Хруслов Л. Л. О безгистерезисном намагничивании пермаллоевых сердечников. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 6, с. 648—655.
13. Бладьюк В. М., Ильин В. М. Влияние некоторых факторов на безгистерезисное намагничивание ферромагнетиков. — «Изв. вузов. Энергетика», 1960, № 8, с. 49—54.
14. Брауде А. А. О некоторых специальных измерениях магнитной индукции. — «Физика металлов и металловедение», 1962, № 6, т. 13, с. 832—841.
15. Золотова Н. М. Безгистерезисное намагничивание тороидальных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. — В кн.: Магнитные и магнитно-полупроводниковые элементы для обработки информации. М., «Наука», 1976.
16. Зайкова В. А., Шур Я. С. О причинах возрастания коэрцитивной силы при уменьшении толщины ферромагнитных листов. — «Физика металлов и металловедение», 1960, т. 10, 350—358.

13.11.1978

Способ аналитического расчета переноса энергии в шестиэлектродной прямоугольной печи

СТРУНСКИЙ Б. М.

Ленинград

Шестиэлектродная прямоугольная печь в промышленности ферросплавов впервые появилась в 1969 г. Ее прототипом послужила печь для плавки медно-никелевых руд на штейн, хотя между рудовосстановительной плавкой силикомарганца и обогатительной плавкой руды для выделения из нее вкраплений корольков сульфидов тяжелых металлов мало общего. Для штейновой печи характерен высокий коэффициент мощности, достигающий 0,94 при мощности около 40 МВ·А. Несмотря на большую массу расплава (слой штейна на подине достигает 0,8 м, а толщина слоя жидкого шлака над ним доходит до 1,4 м) ванна такой печи при сравнительно небольшом токе, достигающем 25 кА, требует напряжения около 500 В. Объясняется это очень высоким удельным сопротивлением жидкого шлака.

Из приведенных цифр следует, что активное сопротивление печи равно 18,4—18,8 МОм, а реактивное 7,6—6,8 МОм. В промышленных ферросплавных печах столь высокие сопротивления не имеют места.

У многих сложилось представление, что шестиэлектродная печь состоит из трех независимых однофазных групп, только металлургически объединенных общей ванной. В [Л. 1] уже указывалось на ошибочность такого представления, материалы [Л. 2] подтверждают это. Физические явления, освещенные в [Л. 2], отрицательно влияют на работу печи, поэтому необходимо их теоретически объяснить, дать метод расчета и необходимые рекомендации.

На рис. 1 представлен эскиз ванны печи РПЗ-48 мощностью 63 МВ·А для плавки силикомарганца. В ванне на расстоянии 3,3 м друг от друга располагаются шесть самоспекающихся электродов прямоугольного сечения со сторонами 2,8 и 0,65 м. Каждая пара электродов подключена к однофазному трансформатору мощностью 21 МВ·А, напряжением 154000/238,5=137 В. Плавки ведутся при токе около 100 кА и высоких ступенях напряжения.

Разница в электрических характеристиках штейновой и ферросплавной печей огромна: сопротивление последней примерно в 10 раз меньше, рабочий ток в 4 раза больше. Электромагнитные взаимодействия, не заметные в штейновой печи, в ферросплавной становятся значительными и отрицательно влияют на работу печи.

К электродам фазы ток подводится с помощью 32 медных водоохлаждаемых труб диаметром 60/40 мм, собранных в пакет и перешитованных. Гибкие токоподводы (гирлянды) выполнены из кабелей сечением 500 мм², токоподвод к восьми медным щекам на каждом электроде осуществляется с помощью 16 водоохлаждаемых труб того же размера. Несмотря на большую протяженность шинного пакета (16,7 м), благодаря шинтовке в нем проводников противоположной полярности и боль-

шому расстоянию (6,6 м) между пакетами соседних фаз электромагнитное взаимодействие пакетом ничтожно и им можно пренебречь.

При одинаковой посадке электродов (при работе печи на одинаковых ступенях напряжения и равных тока) можно принять, что фазные напряжения на контактных щеках электродов также одинаковы.

На рис. 2 приведена схема тоководов в ванне, где протекает шлаковый процесс [Л. 1]. Обтекая ванну, ток фазы вначале проходит путь l_a по последовательно включенным участкам: вертикальным отрезкам труб, подходящим к контактным щекам параллельно оси электрода, щекам и электроду. В ванне ток разветвляется по двум тоководам: один направляется через нижний конец электрода и расплав к металлу и подине, электрическое сопротивление которых ничтожно, второй замыкается между электродами фазы по раскаленной шихте, магме и расплаву. Длина первого токовода $h_a + l_p + h_x$, его сечение приравнивается площади реакционной зоны; длина второго $l_p = l$, сечение тоже. Размер h и сечение реакционной зоны согласно [Л. 1] принимаются равными:

$$h = 1,1d; s_p = \frac{\pi D_p^2}{4} = \frac{\pi}{4} (2,4d)^2 = 4,5d^2,$$

где d — диаметр электрода (при электродах прямоугольного сечения находится из круга, равновеликого по площади прямоугольнику); D_p — диаметр реакционной зоны.

Напряжение между контактными щеками и подиной для электрода 1 фазы A

$$U_{1-0} = I_A [r + j\omega (L_1 - M_{12})] + I_B j\omega (M_{13} - M_{14}) + I_C j\omega (M_{15} - M_{16}).$$

$$\text{Поскольку } \bar{I}_C = -\bar{I}_A - \bar{I}_B,$$

$$U_{1-0} = I_A [r + j\omega (L_1 - M_{12} - M_{15} + M_{16})] + I_B j\omega (M_{13} - M_{14} - M_{15} + M_{16}).$$

Из треугольника токов, изображенного на рис. 3,

$$I_B = I_A (-d - ja).$$

После замены I_B на I_A и разделения действительных и мнимых членов получим:

$$U_{1-0} = I_A \{ [r + a\omega (M_{13} - M_{11} - M_{15} + M_{16})] + j\omega [(L_1 - M_{12}) - M_{15} + M_{16} - d (M_{13} - M_{14} - M_{15} + M_{16})] \}.$$

Первый член представляет собой активную составляющую сопротивления

$$r_1 = r + 0,865\omega (M_{13} - M_{11} - M_{15} + M_{16}),$$

где r — собственное омическое сопротивление ванны, отнесенное к одному электроду, второй член — сопротивление, вызванное полем двух других фаз.

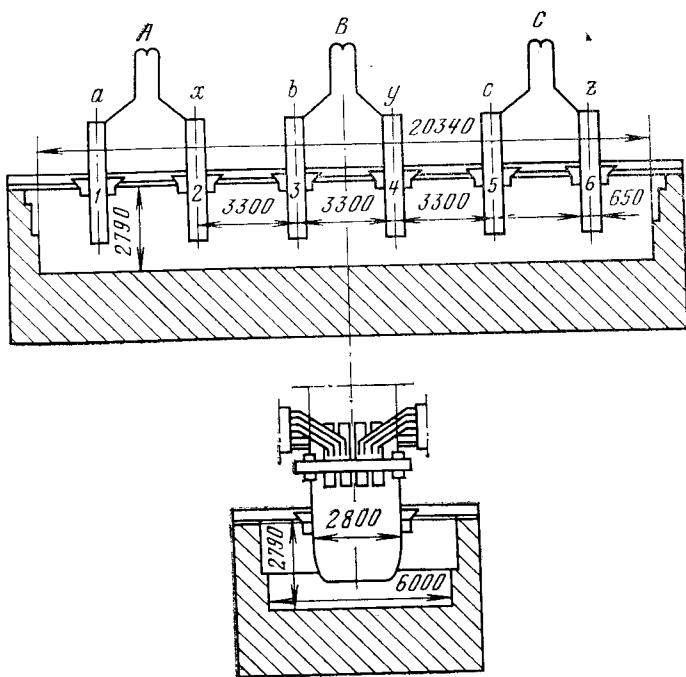


Рис. 1.

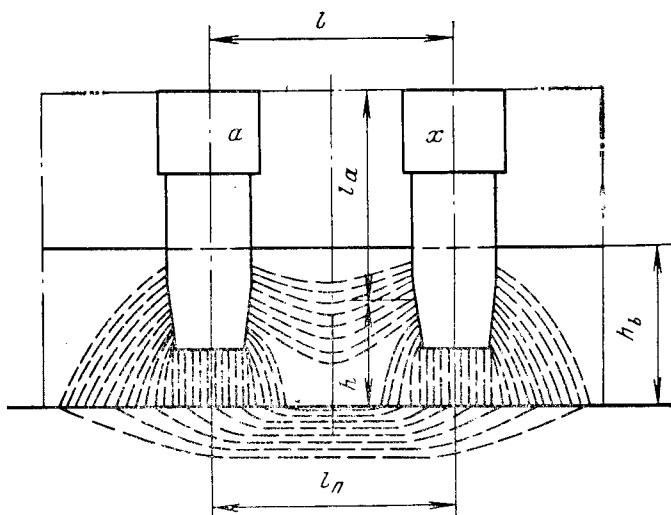


Рис. 2.

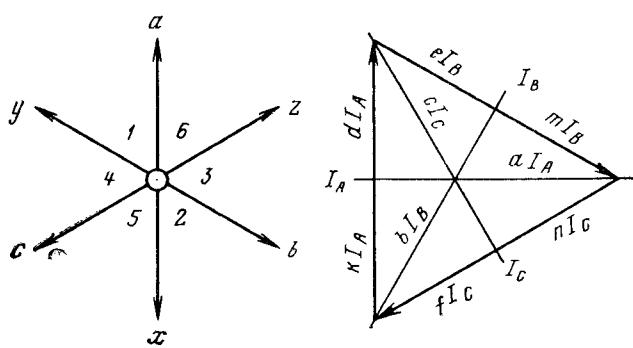


Рис. 3.

Реактивное сопротивление

$$x_1 = \omega \{ [L_1 - M_{12}] - 0,5 (M_{13} - M_{14} + M_{15} - M_{16}) \}.$$

Обозначим: L — собственная индуктивность цепи одного электрода; L_{ax} — собственная индуктивность тоководов фазы на участках l_a ; L_g — собственная индуктивность тоководов фазы на участках h ; L_l — собственная индуктивность токовода фазы между электродами на пути l через шихту и расплав.

Так как по условию посадка всех электродов одинакова, находим [Л. 1]:

$$L = L_1 - M_{12} = 0,5 \left(L_{ax} + \frac{L_g L_l}{L_g + L_l} \right);$$

$$L_{ax} = 2 \left[L_a + M_{ah} - M_{ax} \left(\frac{l_a}{l_a + h} \right) \right];$$

$$L_g = 2 \left[L_h + M_{gh} - M_{ax} \left(\frac{h}{l_a + h} \right) + 0,5 (L_n + M_n) \right];$$

$$L_l = L_p + M_p,$$

где L_a , L_h — собственные индуктивности электродов на длине l_a и участка токовода в ванне длиной h ; L_n , L_p — собственные индуктивности тоководов в подине и расплаве; M_{ah} — взаимная индуктивность тоководов l_a и h ; M_{ax} — взаимная индуктивность тоководов a и x длиной $(l_a + h)$; M_n , M_p — взаимная индуктивность тоководов l_n и l_p на длине l .

Взаимную индуктивность расплавов ванн разных фаз A и B , B и C , C и A обозначим через M' , M'' и M''' . Окончательно реактивное сопротивление

$$x_1 = \omega \{ L - 0,5 [M_{13} - M_{14} + M_{15} - M_{16} + 0,5 (M' + M'')] \}.$$

Аналогично для тоководов остальных электродов находим:

$$r_2 = r - 0,865 \omega (M_{23} - M_{24} - M_{25} + M_{26});$$

$$x_2 = \omega \{ L + 0,5 [M_{23} - M_{24} + M_{25} - M_{26} - 0,5 (M' + M'')] \};$$

$$r_3 = r - 0,865 \omega (M_{31} - M_{32} - M_{35} + M_{36});$$

$$x_3 = \omega \{ L - 0,5 [M_{31} - M_{32} + M_{35} - M_{36} + 0,5 (M' + M'')] \};$$

$$r_4 = r + 0,865 \omega (M_{41} - M_{42} - M_{45} + M_{46});$$

$$x_4 = \omega \{ L + 0,5 [M_{41} - M_{42} + M_{45} - M_{46} - 0,5 (M' + M'')] \};$$

$$r_5 = r + 0,865 \omega (M_{51} - M_{52} - M_{53} + M_{54});$$

$$x_5 = \omega \{ L - 0,5 [M_{51} - M_{52} + M_{53} - M_{54} + 0,5 (M' + M'')] \};$$

$$r_6 = r - 0,865 \omega (M_{61} - M_{62} - M_{63} + M_{64});$$

$$x_6 = \omega \{ L + 0,5 [M_{61} - M_{62} + M_{63} - M_{64} - 0,5 (M' + M'')] \}.$$

По этим выражениям рассчитываем электрические параметры и характеристики печи РПЗ-48. Индуктивности определяем по методу [Л. 3]. Ниже приведены их значения ($\Gamma \cdot 10^{-9}$): $L_a = 1360$; $M_{ah} = 349$; $M_{14} = 344$; $M' = 200$; $L_h = 165$; $M_{ax} = 867$; $M_{15} = 256$; $M'' = 200$; $L_n = 586$; $M_{13} = 497$; $M_{16} = 210$; $M''' \approx 0$.

Результаты расчета приведены в табл. 1 (примем $r = 0,75$ МОм [Л. 2 и 4]).

Таблица 1

Активные сопротивления, МОм		Реактивные сопротивления, МОм	
Цепи электрод — под	Фазы	Цепи электрод — под	Фазы
$r_1=0,75+0,029=0,779$		$r_A=1,452$	$x_1=0,351$
$r_2=0,75-0,077=0,673$			$x_2=0,455$
$r_3=0,75+0,142=0,892$		$r_B=1,50$	$x_3=0,400$
$r_4=0,75-0,142=0,608$			$x_4=0,400$
$r_5=0,75+0,077=0,827$		$r_C=1,548$	$x_5=0,455$
$r_6=0,75-0,029=0,721$			$x_6=0,351$

Таблица 3

Активные сопротивления, МОм		Реактивные сопротивления, МОм	
Цепи электрод — под	Фазы	Цепи электрод — под	Фазы
$r_1=1,02+0,035=1,055$		$r_A=1,979$	$x_1=0,417$
$r_2=1,02-0,096=0,924$			$x_2=0,548$
$r_3=1,02+0,179=1,199$		$r_B=2,04$	$x_3=0,485$
$r_4=1,02-0,179=0,841$			$x_4=0,485$
$r_5=1,02+0,096=1,116$		$r_C=2,101$	$x_5=0,548$
$r_6=1,02-0,035=0,985$			$x_6=0,417$

Таблица 2

Номер электродов	В цепи электрод — под			В цепи фаз		
	P, кВт	Q, квар	cosφ	P, кВт	Q, квар	cosφ
1	7790	3510	0,911	14 520	8060	0,875
2	6730	4550	0,829			
3	8920	4000	0,912	15 000	8000	0,883
4	6080	4000	0,835			
5	8270	4550	0,876	15 480	8060	0,887
6	7210	3510	0,899			

При равенстве r , одинаковых значениях тока и напряжения активны сопротивления цепей электрод — под и фаз различны. Перенос мощности между фазами невелик из-за большого расстояния: при токе 100 кА он равен 960 кВт. Гораздо большая разница между сопротивлениями электродов в фазе и их мощностями. Соответствующие цифры приведены в табл. 2 (расчет сделан для токов 100 кА).

Разница в мощности ванны под электродами в фазах A и C равна 1060 кВт, а под электродами фазы B составляет 2840 кВт, что соответствует 14 и 38% их средней мощности. Электроды вынуждены будут занять в ванне разное положение: имеющие большее сопротивление поднимутся, а имеющие сопротивление, меньшее r , опустятся и займут положение, отличающееся от оптимального. В [Л. 2] указывается, что разница в заглублении электродов доходит до 1 м.

Реакционные зоны будут иметь различные объем и высоту. Так как перенос мощности определяется только геометрией ванны и электродов, выровнять электроды в фазе практически невозможно. Изменением напряжения на фазах можно добиться равенства в их мощности, но отнюдь не равенства мощности под электродами. Напряжение между электродом и подом устанавливается соответственно его полному сопротивлению. Подключение к контуру рабочего напряжения конденсаторов по схеме продольной компенсации может снизить только значение реактивного сопротивления фаз, но не может повлиять на электромагнитное поле ванны. Вне пределов ванны оно может быть только ослаблено путем всестороннего экранирования электродов, что осуществить очень трудно.

Технологический эффект от различной посадки электродов отрицателен. С наибольшей эффективностью печь работает при такой посадке электродов, когда выделяющаяся тепловая энергия оптимально распределяется между металлом, расплавом и шихтой. Низкая посадка приводит к увеличению мощности у подины, т. е. к перегреву металла и захолаживанию верхних горизонтов горна; высокая посадка — к захолаживанию металла и шлака, перегреву колошника в верхних горизонтах, увеличению тепловых потерь с колошника и уменьшению тепловой энергии в реакционной зоне. И в том, и в другом случаях снижается сход шихты, уменьшается производительность и увеличивается расход энергии.

Электрические характеристики печи на вторичных зажимах трансформаторов получим, приняв ее электрический к. п. д. равным 0,9 (сопротивление короткой сети и электродов не учитывалось в значениях полезного сопротивления r) и определив сопротивление короткой сети $x_{k.c}=0,51$ МОм; тогда: $x_{\Phi}=0,804+0,51=1,314$ МОм; $R_{\Phi}=1,5:0,9=1,67$ МОм; $z_{\Phi}=2,13$ МОм; $\cos\varphi=0,785$; $I=100$ кА; $P_{\text{пол}}=45$ МВт; $P=50$ МВт; $S=637,7$ МВ·А; $U_2=213$ В. По данным [Л. 2] при токах 108,95 и 110 кА и напряжениях 212—214 В: $R_{\Phi}=1,57$ МОм; $x_{\Phi}=1,27$ МОм; $P=50,86$ МВт; $S=65,7$ МВ·А; $\cos\varphi=0,773$.

Эти данные хорошо согласуются с расчетными, в особенности если учесть предпосылки, положенные в основу расчета и отсутствовавшие при измерениях.

В связи с неудовлетворительной работой печи высота ванны была увеличена [Л. 4] с 2790 до 3885 мм. Изменилось заглубление электродов, увеличились размеры l_a и h , а также полезное сопротивление r и реактивное сопротивление контуров тока. Новая глубина ванны приближается к рекомендованному размеру 3,64 м [Л. 1]; полезное ее сопротивление [Л. 1]:

$$r_b=0,5 \frac{\rho_1}{\pi d_2} \left(\frac{l}{h} \frac{h_0}{h_0} \right)^{0,33} = 1,07 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

Из данных [Л. 2 и 4] можно установить, что сопротивление токовода электрод — под колебалось в пределах $r_b \approx 1,0 \div 1,1$ МОм. Для расчетов принимаем $r_b=1,02$ МОм.

В табл. 3 приведены электрические параметры новой ванны (принято $l_u=500$ см и $h=183$ см).

Качественно картина переноса не изменилась. Увеличилось сопротивление переноса и, следовательно, переносимая мощность. При токах 100 кА разница в мощности на электродах в фазах A и C возросла до 1310 кВт, а в фазе B до 3580 кВт. Сопротивление короткой сети и электрический к. п. д. не изменились.

Для новой ванны: $R_\phi=2,27$ МОм; $x_\phi=-1,447$ МОм; $z_\phi=2,71$ МОм; $P_{\text{пол}}=47,4$ МВт; $P=52,7$ МВт; $S=63$ МВ·А; $I=88$ кА; $U_2=238,5$ В; $\cos \varphi=0,837$. Применяя продольно-емкостную компенсацию с целью увеличения $\cos \varphi$ печи до 0,92, можно увеличить: $P=S \cos \varphi=58$ МВт; $P_{\text{пол}}=52,2$ МВт; $I=92,2$ кА; $U_2=228$ В.

Шестиэлектродная ванна имеет еще один недостаток, менее существенный, но характерный для принятой схемы включения и также ухудшающий работу ванны. Между соседними электродами разных фаз (2 и 3, 4 и 5) на соответствующих выводах низшего напряжения трансформатора при симметричной нагрузке напряжение равно половине напряжения фазы (рис. 3), поэтому в ванне между этими электродами проходит ток

$$i_0 = \frac{u_2 - u_3}{z_0} = \frac{0,5u_\phi}{z_2 + z_3 + z_4 + z_1 + 2z_{\text{тр}}}.$$

Сопротивление z_0 равно примерно удвоенному сопротивлению фазы. Пренебрегая сопротивлением вторичных обмоток трансформаторов A и B , через которые замыкается ток i_0 , получаем:

$$i_0 = \frac{0,5u_\phi}{\sqrt{[(r_A + r_B) : 0,9]^2 + (x_A + x_B + 2x_{\text{к.с.}})^2}}.$$

Подставляя значения сопротивлений из табл. 3, получаем $i_0=22300$ А; он составляет 25% рабочего тока фазы и выделяет в ванне между электродами 2 и 3 (4 и 5) мощность

$$P_0=i_0^2(r_2+r_3)=1060 \text{ кВт},$$

соответствующую примерно 6,7% полезной мощности фазы.

Итак, в ванне имеет место большая неравномерность теплового поля, которая, учитывая форму ванны и ее большую длину, не сглаживается из-за низкой теплопроводности шихты и слабой конвекции шлака и расплава. Обратимся для сравнения к трехфазной печи с круглой ванной той же установленной мощности. В [Л. 1] приведены параметры и электрические характеристики ванны для плавки силикомарганца полезной мощностью 45 МВт: диаметр ванны 11,1 м; высота ванны 4,27 м; диаметр электролов 1,94 м; диаметр распода электролов 4,61 м; активное сопротивление ванны $r=0,75$ МОм; реактивное сопротивление ванны $x_\phi=0,538$ МОм; полное полезное сопротивление ванны $z_\phi=0,92$ МОм; рабочий ток 142 кА; полезное напряжение на ванне $U_\phi=131$ В; коэффициент мощности ванны $\cos \varphi=0,814$.

Схема включения электролов аналогична схеме шестиэлектродной печи. Вторичные обмотки печных трансформаторов соединяются треугольником на электродах. Благодаря этому токонаправление к ним выполняется также тремя однофазными накетами и

рассчитывается на ток фазы 142: $\sqrt{3}=82$ кА. Рационально трансформаторы установить сбоку от печи над колошником по вершинам треугольника. При таком их расположении длина шинных пакетов может быть сокращена вдвое, а индуктивное сопротивление короткой сети снижено до $x_{\text{к.с.}}=-0,425$ МОм вместо 0,51 МОм. Сопротивление короткой сети, отнесенное к линейному току в электродах

$$x_{\text{к.с.}}=0,425 \left(\frac{82000}{142000} \right)^2 = 0,142 \text{ МОм};$$

активное сопротивление печи $R=0,75 : 0,9=0,834$; реактивное сопротивление (без трансформаторов)

$$x=0,538+0,142=0,68 \text{ МОм};$$

полное сопротивление $z=1,076$ МОм; $\cos \varphi=0,775$; напряжение линейное $U=Iz\sqrt{3}=264$ В; активная мощность печи $P=50,4$ МВт; полезная мощность $P_{\text{пол}}=45,3$ МВт; полная мощность $S=63$ МВ·А.

Круглая трехэлектродная печь по сравнению с модернизированной шестиэлектродной имеет более низкий $\cos \varphi$ и меньшую на 2,1 МВт мощность, однако все это покрывается следующими очень важными достоинствами:

1. Перенос энергии отсутствует, на всех трех электродах мощность практически одинакова. Эти же достоинства имеет круглая ванна с шестью электроловами при симметричном их расположении.

2. Металлургически и энергетически ванна более однородна.

3. Под полезной мощностью, упоминавшейся выше, подразумевалась мощность, поданная в ванну электрическим током, но эта мощность по-разному используется в зависимости от конструкции ванны и электролов.

Прямоугольная ванна печи РПЗ-48 имеет боковую поверхность, в 1,5 раза большую чем у круглой, периметр шести электролов прямоугольного сечения в 2,3 раза превышает периметр трех электролов диаметром 194 см. Поэтому тепловые потери с поверхности печи и с открытой поверхности электролов на длине от поверхности шахты до контактных щек в печи с круглой ванной в 2 раза меньше; эта разница составляет около 5% мощности печи, т. е. примерно 2,5 МВт. Благодаря этому мощность, полезно используемая ванной, в обоих примерах, приведенных выше, одинакова.

Балансовые плавки, проведенные на печи РПЗ-48 и круглых печах мощностью 11—15 МВт как закрытых, так и открытых, показали, что производительность последних выше на 7% и более, несмотря на то, что мощность их была ниже мощности прямоугольной печи в 4—5 раз. При одинаковой мощности производительность круглой ванны должна быть еще выше.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Струнинский Б. М. Руднотермические плавильные печи. М., «Металлургия», 1972.
- Битюков Ф. И., Стеблянко Н. В. Об электрическом режиме прямоугольных печей с парным числом электролов. — «Сталь», 1974, № 2.
- Струнинский Б. М. Короткие сети электрических печей. М., «Металлургия», 1962.
- Матюшенко В. И., Величко Б. Ф., Чепеленко Ю. В. Повышение стойкости футеровки печи РПЗ-48. — «Сталь», 1975, № 3.

[25.2.1976]

Проектирование высоковольтных изоляторов с учетом их аэродинамических характеристик

Канд. техн. наук СОКОЛОВ С. Г.

Одесский электротехнический институт связи

Надежность работы высоковольтных изоляторов в условиях запыленного воздуха во многом зависит от их формы. Изоляторы, имеющие хорошо продуваемую и обтекаемую форму, подвержены меньшему загрязнению выпадающими из воздуха осадками и имеют более высокие грязеразрядные характеристики, что подтверждено исследованиями, выполненными в лабораторных и эксплуатационных условиях [Л. 1—3]. Проектирование изоляторов с учетом их аэродинамических характеристик требует проведения разработок, которые дадут возможность правильно выбирать форму и размеры элементов изоляторов.

Из аэродинамики известно, что поток воздуха при встрече с преградой снижает скорость, при этом твердые частицы, содержащиеся в потоке, выпадают тем интенсивнее, чем резче снижается скорость. Применимельно к изолятору: отложения будут тем больше, чем большую площадь сечения имеет изолятор. Наиболее интенсивные отложения наблюдаются при возникновении вихрей, когда поток отрывается от поверхности и нарушается его направленное течение. Вихри, образующиеся при встрече потока с преградами в виде сильно наклоненного ребра, кромки ребра, шейки изолятора, кольцевых выступов и т. д., приводят к локальным отложениям загрязнений на изоляторах со стороны потока.

Шероховатости поверхности, узкие разрывы между ребрами и плохо обтекаемая форма элементов изоляторов также приводят к отрыву потока и образованию вихрей. Известно (что отрыв потока при свободном обтекании цилиндра происходит при угле 80°). Если поток, омывающий шейку изолятора, стеснен ребрами, возможно уменьшение угла, при котором поток отрывается от шейки и образуются вихри.

Вихри, возникшие за счет отрыва потока от поверхности, нарушают направленное течение потока во всем объеме, что вызывает выпадение частиц из потока и загрязнение поверхности изолятора. В этом случае загрязнения откладываются на ребрах изолятора со стороны, противоположной потоку в виде расходящегося шлейфа. Таким образом, чтобы представить возможное загрязнение той или иной конструкции изолятора, необходимо исследовать поле скоростей потока воздуха, омывающего изолятор, т. е. исследовать его аэродинамические характеристики.

Исследование аэродинамических характеристик изоляторов проводилось в аэродинамической трубе диаметром 1 м с открытой рабочей частью, длиной 4,8 м. Методика испытаний описана в [Л. 2].

В аэродинамической трубе были испытаны опорные изоляторы КО-400С, КО-400, СТ-35, СТС-35, ОС-35, ШТ-35, а также опытные опорные изоляторы и модели изоляторов, изготовленные из дерева.

Кривые изменения скорости потока, снятые при обтекании изоляторов КО-400С и опытного изолятора ОС-400 (см. рис. 1), представлены на рис. 2. Изоляторы имеют одинаковый диаметр ребер, но у изолятора КО-400 семь ребер, а у ОС-400 — четыре. Ребра снабжены капельницами. У изолятора ОС-400 поток, обтекающий шейку изолятора, начинает резко снижать скорость при угле обтекания 75° ; направленное течение потока

нарушается при угле 115° (рис. 2, кривые 1', 2', 3'). У изолятора КО-400С в том же сечении резкое снижение скорости начинается при угле 60° , направленное течение потока нарушается при угле 75° (рис. 2, кривые 1, 2, 3), т. е. вихри потока у изолятора КО-400С возникают при меньших углах, чем у изолятора ОС-400.

За капельницей (рис. 2, кривая 4') скорость потока у изолятора ОС-400 снижается до 5 м/с, а у изолятора КО-400С до 3 м/с. Такое резкое снижение скорости потока за капельницей вызывает выпадение загрязнений и осаждение их на изоляторах. В точках 5 и 6 (рис. 2) скорости потока у изолятора ОС-400 и КО-400С отличаются незначительно и кривые изменения скорости на рис. 2 не показаны.

При встрече потока с кромками ребра, шейкой изолятора в области углов, близких к нулю, также происходит резкое снижение скорости и выпадение частиц из потока. Снятые поле скоростей потока, обтекающего изоляторы, позволяют составить схему возможных отложений загрязнений на изоляторах (см. рис. 2), т. е. локальные отложения частиц на ребрах при угле обтекания, близком к нулю, должны быть со стороны потока и отложения в виде шлейфа — со стороны противоположной потоку. Такой же характер отложений на изоляторах получен при опытом загрязнении изоляторов в аэродинамическом канале, т. е. изолятор КО-400С подвержен большим загрязнениям, чем изолятор ОС-400.

В настоящее время общепризнано, что возникновение и развитие поверхности разряда связано с образованием на изоляторе сухих зон. Эти сухие зоны образуются в момент увлажнения изолятора тем быстрее, чем неравномернее он загрязнен. Там, где толще слой загрязнения при увлажнении, выше ток проводимости и более интенсивно происходит подсушка поверхности изолятора.

Для ослабления влияния этих факторов на грязеразрядное напряжение необходимо добиваться минимального и более равномерного загрязнения и равномерного увлажнения поверхности изолятора. Этого можно достичь за счет упрощения формы изолятора, т. е. создания конструкций, имеющих хорошо продуваемую и обтекаемую форму.

Высоковольтные характеристики загрязненных изоляторов определяются грязеразрядным напряжением. Степень влияния формы изолятора на грязеразрядное напряжение можно установить, если сравнить разрядные характеристики нескольких типов изоляторов, загрязненных в одинаковых, близких к эксплуатационным условиям.

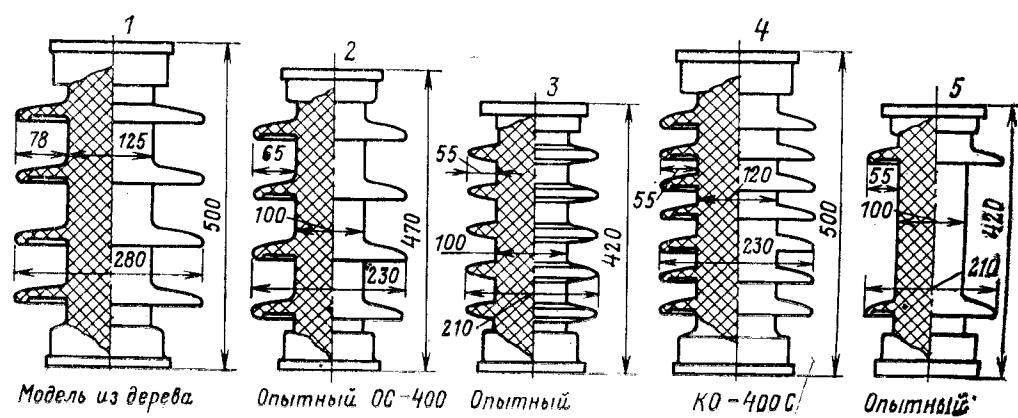


Рис. 1. Опорные высоковольтные изоляторы, выпускаемые промышленностью, и опытные.

Таблица 1

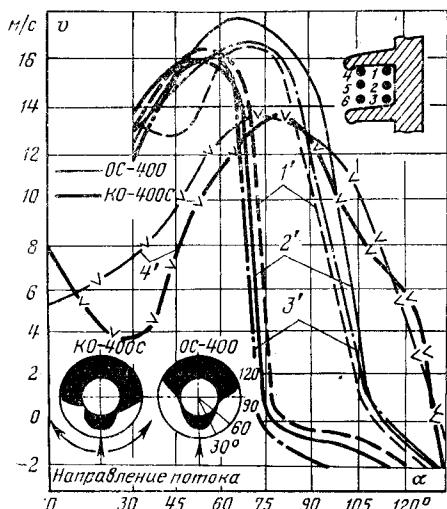


Рис. 2. Кривые изменения скорости потока, обтекающего изоляторы КО-400С и ОС-400 и схема отложений загрязняющих осадков на изоляторах.

1-6 — точки замеров.

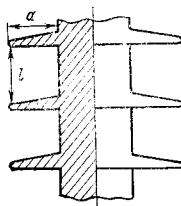


Рис. 3. Вариант опорного стержневого изолятора с оптимальными разрядными характеристиками.

Рис. 4. Кривые изменения скорости потока при обтекании различных типов опорных изоляторов.

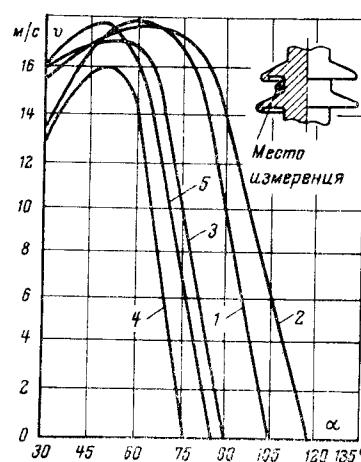
При экспериментальных исследованиях загрязнение изоляторов производилось портландцементом в аэродинамическом канале. Высоковольтным испытаниям были подвергнуты все названные изоляторы и не только при искусственном загрязнении, но и при естественных условиях.

Результаты испытаний по двум типам изоляторов приведены в табл. 1.

В табл. 1 приведены средние данные пяти-шести измерений разрядного напряжения. Значение разрядного напряжения при многократном увлажнении изменялось незначительно, что свидетельствует о достаточно высокой плотности загрязнений. Высоковольтные испытания показали, что грязевозразрядное напряжение и особенно разрядный градиент у изолятора ОС-400 выше, чем у изолятора КО-400С.

Сравнение аэродинамических и высоковольтных характеристик изоляторов типового (КО-400С) и опытного (ОС-400) показали полную корреляцию результатов, т. е. изолятор КО-400С с худшими аэродинамическими характеристиками подвержен повышенному загрязнению и имеет более низкие грязевозразрядное напряжение и разрядный градиент по сравнению с опытным изолятором ОС-400. Следует заметить, что конструкция опытного изолятора не является оптимальной и к тому же снабжена капельницей.

Исследования показали, что форму изолятора и размеры его элементов следует выбирать с учетом их влияния на процесс загрязнения. Ребра изолятора должны иметь обтекаемую форму без выступов и канавок, а также не должны иметь капельниц.



Условия загрязнения	Результаты испытаний изоляторов					
	КО-400С, длина пути утечки 1010 мм			ОС-400, длина пути утечки 770 мм		
	R , кОм	$U_{\text{эфф}}$, кВ	E , кВ/см	R , кОм	$U_{\text{эфф}}$, кВ	E , кВ/см
Чистые изоляторы, увлажнены в камере	10 000	144	1,45	7000	130	1,7
Изоляторы загрязнены сухим цементом, увлажнены в камере при $v=5$ м/с	1700	64	0,64	800	65	0,84
при $v=10$ м/с	3500	84	0,83	3000	90	1,17
Изоляторы загрязнены влажным цементом, увлажнены обрызгиванием при $v=5$ м/с	—	44	0,43	—	47	0,61

Таблица 2

Номер изолятора	Длина пути утечки, мм	Разрядное напряжение $U_{\text{эфф}}$, кВ		Изолятор чистый	
		Изолятор загрязнен			
		сухим цементом	влажным цементом		
2	770	66	45	130	
4	1010	63	44	140	
5	480	57	26	110	

Продуваемость изолятора зависит от вылета ребра и от отношения вылета ребра a к расстоянию между ребрами l (рис. 3). Для определения этих параметров были проведены аэродинамические исследования различных типов изоляторов. Для определения оптимального значения вылета ребра были испытаны изоляторы 1, 2, 3 (рис. 1). Кривые изменения скорости потока, обтекающего среднюю часть шейки изолятора, представлены на рис. 4. Из сравнения кривых видно, что изолятор 2 имеет лучшие аэродинамические характеристики. Резкое снижение скорости потока у него начинается при угле 75° , а полный отрыв потока — при угле 115° (рис. 4, кривая 2). У изолятора 1 снижение скорости потока начинается при угле обтекания 70° , а отрыв потока — при угле 102° (рис. 4, кривая 1). У изолятора 3 снижение скорости потока начинается при 60° , а отрыв потока — при 85° (рис. 4, кривая 3).

Интересно отметить, что у изолятора 1 и 3 отношение a/l одинаковое, разное 1, а аэродинамические характеристики лучше у изолятора 1, т. е. уменьшение вылета ребра не приводит к улучшению аэродинамических характеристик. Чрезмерное увеличение вылета ребра (изолятор 1) также не дает положительного результата.

Выполненные исследования позволяют заключить, что вылет ребра изолятора должен быть приблизительно 65—70 мм. Для выбора отношения a/l было проведено исследование аэродинамических характеристик изоляторов с различными a и l . Исследовались изоляторы 2, 4, 5 (рис. 1): у изолятора 2 $a/l=0,7$; изолятора 4 — $a/l=2,0$; изолятора 5 — $a/l=0,25$. Изменение скорости потока, обтекающего среднюю часть шейки изолятора, представлено на рис. 4 (кривые 2, 4, 5).

Из сравнения кривых скорости потока видно, что лучшие аэродинамические характеристики имеет изолятор 2, а худшие — изолятор 4 с часто расположеннымными ребрами.

Важным параметром высоковольтного изолятора является длина пути тока, особенно при работе изолятора в условиях повышенного загрязнения. Эта длина не является автономным параметром. Для того чтобы она при разряде использовалась эффективно, необходимо при ее выборе учитывать размеры и форму других элементов изолятора.

Разнесение ребер изолятора, с одной стороны, способствует ослаблению загрязнения изолятора, а с другой, при посаженной высоте, приводит к уменьшению длины пути утечки.

Частое же расположение ребер приводит к увеличению длины пути утечки, но в то же время уменьшает эффективность ее использования, так как разряд при этом происходит по воздуху по кромкам изолятора. Поэтому необходимо обосновать выбор длины пути утечки изолятора.

С этой целью были проведены высоковольтные испытания изоляторов, имеющих различную длину пути утечки. Испытывались изоляторы 2, 4, 5 (рис. 1).

Высоковольтные испытания проводились при загрязнении изоляторов в аэродинамическом канале и увлажнении в туманной камере. Результаты испытаний приведены в табл. 2.

Из таблицы видно, что во всех случаях загрязнения самое высокое грязеразрядное напряжение у изолятора 2. Изолятор 4 из-за интенсивного загрязнения имел грязеразрядное напряжение ниже, хотя длина пути утечки у него на 30% больше, чем у изолятора 2. Изолятор 5, имеющий хорошо продуваемую форму, но малую длину пути утечки, при липких загрязнениях имел очень низкое грязеразрядное напряжение (26 кВ). В этом случае при загрязнении цилиндрическая часть изолятора полностью перекрывалась отложившимся цементом. Высоковольтные испытания показали, что в случае интенсивного загрязнения длина пути утечки не является определяющим параметром.

Таким образом, проведенные исследования показали важность учета аэродинамического эффекта при проектировании изоляторов. Результаты исследований позволяют описать конструкции изоляторов для условий интенсивного загрязнения на напряжение 10—220 кВ с оптимальными разрядными характеристиками. Отличительной особенностью изоляторов является простота конструкции, хорошая обтекаемость элементов и свободная продуваемость изоляторов (см. рис. 3).

Простейшая конструкция изолятора состоит из двух ребер и предназначена для напряжения 10 кВ. Изолятор имеет разнесенные на одинаковое расстояние ребра, верхняя поверхность которых наклонена (минимальный угол до 10°). Вылет ребра должен быть 65—70 мм, отношение $a/l = 0,65—0,7$. Расстояние между ребрами должно равняться приблизительно 100 мм.

Для напряжения 35 кВ число ребер выбирается из расчета получения длины пути утечки, равной 750—800 мм, т. е. изолятор должен иметь четыре ребра. Для более высокого напряжения число ребер (изоляторов) соответственно увеличивается.

Исследование аэродинамических и высоковольтных характеристик различных типов опорных изоляторов показали, что у большинства типовых изоляторов грязеразрядные градиенты отличаются незначительно и поэтому вызывает сомнение целесообразность создания большого многообразия форм изоляторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколов С. Г. О проектировании высоковольтных изоляторов для районов с повышенным загрязнением.—«Электрические станции», 1962, № 7.

2. Соколов С. Г. Электрические и аэродинамические характеристики высоковольтных изоляторов. Сибирское отделение, «Наука» 1968.

3. Исследование подстанционной изоляции в условиях загрязнения солончаковой пылью и морским туманом.—«Электрические станции», 1969, № 8. Авт.: В. Н. Трусова, А. С. Харин, Ю. Т. Локтев, М. Л. Арутюнян.

[23.12.1976]



УДК 621.311.42.014.2.001.24

Расчет уставок устройств автоматической коммутации трансформаторов в зависимости от нагрузки

ХЕРСОНСКИЙ А. С., ФЕКСОН Я. М.

Одесса

В настоящее время используется значительное количество автоматических устройств, включающих и отключающих в зависимости от нагрузки один из трансформаторов двухтрансформаторной подстанции с целью уменьшения потерь, причем управляющим сигналом является суммарный ток (или мощность) всех потребителей. Широко известна методика расчета уставок по току для подстанций с двумя и более трансформаторами одинаковых мощностей и типов [Л. 1 и 2]. Однако на практике часто приходится решать вопрос установки указанных устройств на подстанциях (реконструируемых или строящихся в две очереди) с трансформаторами разных мощностей и типов. В статье предлагается методика расчета автоматических устройств для подстанции с трансформаторами разных типов.

Введем следующие обозначения:

P_{xn} — потери холостого хода n -го трансформатора;

P_{kn} — потери короткого замыкания n -го трансформатора;

Π_n — суммарные потери в n -м трансформаторе;

β_n — коэффициент загрузки n -го трансформатора, равный отношению мощности нагрузки к номинальной мощности;

β — коэффициент загрузки подстанций;

P_{nII} — номинальная мощность n -го трансформатора;

P_n — номинальная мощность подстанции; P — нагрузка n -го трансформатора в раздельном режиме подстанции; P — нагрузка подстанции.

Для двухтрансформаторной подстанции примем

$$\frac{\beta_1}{\beta_{II}} = a; \quad (1)$$

$$\frac{P_{nII}}{P_{nI}} = c; \quad (2)$$

β_{kp} — критический коэффициент загрузки подстанции; при загрузке, соответствующей β_{kp} , потери в режиме работы с двумя трансформаторами равны потерям в режиме работы с одним трансформатором на ту же нагрузку; β_{ust} — коэффициент загрузки подстанции, соответствующий величине уставки.

Известно [Л. 2], что потери в n -м трансформаторе определяются как:

$$\Pi_n = \Pi_{xn} + \beta^2 n \Pi_{kn}. \quad (3)$$

При раздельной работе двух силовых трансформаторов суммарные потери на подстанции (на трансформацию) равны

$$\Sigma \Pi_p = \Pi_I + \Pi_{II}. \quad (4)$$

Из (1) — (4) путем преобразований получим:

$$\Sigma \Pi_p = \Pi_{xI} + \beta^2 a^2 \left(\frac{1+c}{a+c} \right)^2 \Pi_{kn} + \Pi_{xII} + \beta^2 \left(\frac{1+c}{a+c} \right)^2 \Pi_{kn}. \quad (5)$$

При отключении второго трансформатора и питании всей нагрузки подстанции от первого

$$\beta_1 = \frac{P}{P_{nI}} = \beta (1 + c), \quad (6)$$

а суммарные потери на подстанции в таком режиме определим из (3) и (6):

$$\Sigma \Pi_0^I = \Pi_{xI} + \beta (1+c)^2 \Pi_{kI}. \quad (7)$$

Аналогично при отключении первого трансформатора и питания всей нагрузки подстанции от второго

$$\beta_{II} = \frac{P}{P_{kII}} = \beta \frac{1+c}{c}, \quad (8)$$

а суммарные потери на подстанции находим из (3) и (8):

$$\Sigma \Pi_0^{II} = \Pi_{xII} + \beta^2 \frac{(1+c)^2}{c^2} \Pi_{kII}. \quad (9)$$

Сравним потери в режиме работы с двумя трансформаторами с потерями в режиме работы подстанции с одним трансформатором. При отключении второго трансформатора из (5) и (7) получим:

$$\Sigma \Pi_0 - \Sigma \Pi_0^I = \Pi_{xII} + \beta^2 \left(\frac{1+c}{a+c} \right)^2 [\Pi_{kII} - c(2a+c) \Pi_{kI}]. \quad (10)$$

При отключении первого трансформатора из (5) и (9) получим:

$$\Sigma \Pi_0 - \Sigma \Pi_0^{II} = \Pi_{xI} + \beta^2 \left(\frac{1+c}{a+c} \right)^2 \left(\Pi_{kI} - \frac{2c+a}{ac^2} \Pi_{kII} \right). \quad (11)$$

Из определения величины β_{kp} :

$$\sum_{\beta=\beta_{kp}} \Pi_p - \sum_{\beta=\beta_{kp}} \Pi_0 = 0. \quad (12)$$

Тогда при отключении второго трансформатора из выражений (10) и (12) получим:

$$\beta_{kp}^I = \frac{a+c}{1+a} \sqrt{\frac{\Pi_{xII}}{c(2a+c) \Pi_{kI} - \Pi_{kII}}}, \quad (13)$$

а при отключении первого из (11) и (12) следует:

$$\beta_{kp}^{II} = \frac{a+c}{a(1+c)} \sqrt{\frac{\Pi_{xI}}{\frac{2c+a}{ac^2} \Pi_{kII} - \Pi_{kI}}}. \quad (14)$$

В частных случаях: при $a=1$ (одинаковая загрузка обеих секций шин 6—10 кВ, например, при параллельной работе)

$$\beta_{kp(a=1)}^I = \sqrt{\frac{\Pi_{xII}}{c(2+c) \Pi_{kI} - \Pi_{kII}}}; \quad (15)$$



УДК 621.316.57.001.4

Сравнительная оценка схем измерения коммутационных перенапряжений в сетях с изолированной нейтралью

Кандидаты техн. наук ГОЛЬДИЧ Ю. Л., ЭПШТЕЙН И. Я., инж. ГОНЧАРОВ А. Ф.

Срок службы изоляции электрооборудования и электрических сетей во многом зависит от уровня коммутационных перенапряжений, возникающих при отключении высоковольтными выключателями индуктивных нагрузок.

В последнее время актуальность данного вопроса существенно возросла в связи с внедрением в эксплуатацию сверхбыстро действующих вакуумных выключателей, для которых присущее явление среза тока, приводящее в индуктивных цепях к значительным перенапряжениям.

Наиболее полную характеристику внутренних перенапряжений следует задавать функцией распределения нескольких случайных величин, важнейшими из которых являются амплитуда перенапряжений, форма кривой, энергия колебаний, ширина охвата сети. На практике внутренние перенапряжения чаще всего характеризуются одномерной функцией распределения амплитуды (кратности) перенапряжений.

Исследования показали, что наиболее достоверные результаты измерения коммутационных перенапряжений могут быть получены в случае подключения измерительных приборов к сети с помощью емкостных делителей напряжения.

Разрыв фаз сети или нагрузки трехфазным выключателем происходит, как правило, неодновременно. Поэтому для регистрации максимума перенапряжений необходимо производить замеры во всех трех фазах, т. е. тремя приборами, и измерять перенапряжения между фазами или между фазой и землей.

Рассмотрим некоторые возможные схемы измерения перенапряжений с применением емкостных делителей напряжения. Во всех схемах в качестве нагрузки принят трехфазный высоковольтный электродвигатель, включенный по схеме звезды без нулевого провода. Этот случай представляет наибольший практический интерес при исследовании коммута-

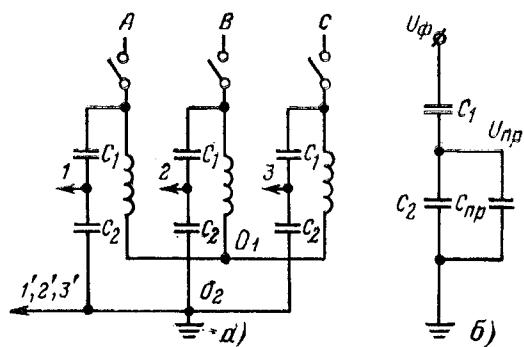


Рис. 1. Схема включения приборов на фазные напряжения. *а* — исходная схема; *б* — схема замещения (одной фазы).

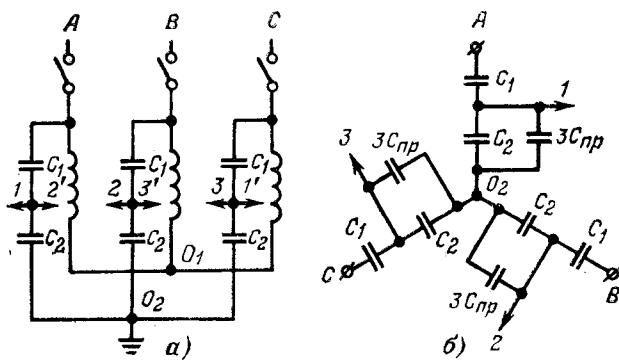


Рис. 2. Схема включения приборов на линейные напряжения с одним делителем на фазу. *а* — исходная схема; *б* — эквивалентная схема замещения.

циональных перенапряжений в распределительных сетях 6—10 кВ с изолированной нейтралью.

На рис. 1 приведена схема включения приборов на фазные напряжения: O_1 — нулевая точка нагрузки, O_2 — искусственная нулевая точка, образуемая емкостными делителями напряжения и соединенная с корпусом машины.

На рис. 2 и 3 даны схемы включения приборов на линейные напряжения, причем в схеме рис. 2 к каждому делителю подключены два измерительных прибора, а в схеме рис. 3 — один прибор.

Определим для всех схем погрешность измерений, обусловленную входной емкостью измерительного прибора и наличием изолированной нейтрали.

Введем обозначения: C_1 и C_2 — емкости плеч делителя; $K_{\text{нр}}$ — номинальный коэффициент деления; $K_{\text{и}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$; $C_{\text{пр}}$ — входная емкость прибора; C_0 — емкость между нулевыми точками O_1 и O_2 ; $K_{\text{и}}$ — истинный коэффициент деления.

При измерении фазных напряжений погрешность обусловлена только емкостью прибора, которая подключается параллельно емкости C_2 , так что истинный коэффициент деления

$$K_{\text{и}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_{\text{пр}}}. \quad (1)$$

Погрешность измерения

$$\delta = \frac{K_{\text{и}} - K_{\text{нр}}}{K_{\text{нр}}} = \frac{C_{\text{пр}}}{C_1 + C_2 + C_{\text{пр}}}. \quad (2)$$

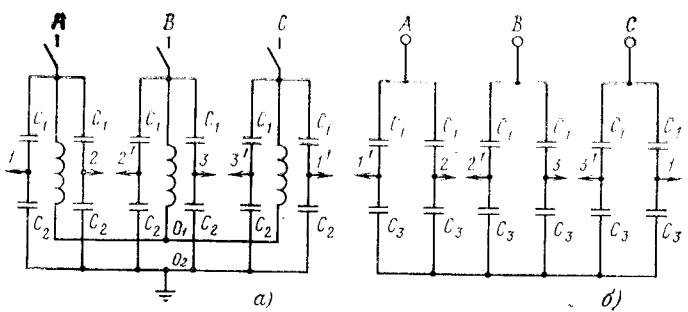


Рис. 3. Схема включения приборов на линейные напряжения с двумя делителями на фазу. *а* — исходная схема; *б* — упрощенная схема замещения.

С учетом неравенств $C_2 \gg C_1$ и $C_2 \gg C_{\text{пр}}$ можно приблизительно считать, что погрешность измерения $\delta = \frac{C_{\text{пр}}}{C_2}$.

Вычислим погрешность схемы рис. 2. Емкостные делители в этой схеме включены звездой, а приборы — треугольником (рис. 2, б). Заменим треугольник емкостей приборов эквивалентной звездой. Так как схема симметрична, то емкость луча звезды равна утроенной емкости стороны треугольника. Коэффициент деления этой схемы

$$K_{\text{н}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + 3C_{\text{пр}}}, \quad (3)$$

и погрешность приближенно равна: $\delta = 3C_{\text{пр}}/C_2$, т. е. при прочих равных условиях втрое превышает погрешность при измерении фазных напряжений.

Для уменьшения погрешности может быть использована схема с удвоенным числом делителей (рис. 3). На рис. 3, б приведена эквивалентная схема замещения, полученная при замене трех треугольников, составленных из емкостей C_2 , C_2 , $C_{\text{пр}}$, эквивалентными звездами, емкости лучей которых соответственно равны C_3 , C_3 и C_4 , где $C_3 = C_2 + 2C_{\text{пр}}$, $C_4 = C_2 \left(\frac{1}{C_{\text{пр}}} + 2 \right)$. Емкости C_1 по сравнению с C_3 и C_4 очень велики, поэтому можно считать их бесконечно большими и получить схему рис. 3, б, коэффициент деления которой

$$K_{\text{н}} = \frac{C_1}{C_1 + C_3}, \quad (4)$$

а погрешность

$$\delta = \frac{C_3 - C_2}{C_1 + C_3}. \quad (5)$$

С учетом соотношений $C_1 \ll C_3$ и $C_3 - C_2 = 2C_{\text{пр}}$ погрешность $\delta \approx 2C_{\text{пр}}/C_2$, т. е. хотя и меньше, чем при трех делителях, но все же больше, чем при измерении фазных напряжений.

Таким образом, наименьшей погрешностью обладает схема, измеряющая фазные напряжения.

В экспериментальной установке применялся емкостной делитель с емкостями $C_1 = 70$ пФ, $C_2 = 70\,000$ пФ. Входная емкость прибора $C_{\text{пр}} = 1000$ пФ. Погрешность при измерении по схеме рис. 1, вычисленная по формуле (2), равна 1,5%. Погрешность схемы 2 равна 4,5%, схемы 3 — 3%.

Измерение перенапряжений наиболее целесообразно производить с использованием трех приборов, включенных по схеме звезды с заземленной искусственной нулевой точкой, образованной с помощью емкостных делителей (рис. 1). При исследовании перенапряжений на междуфазовой изоляции можно рекомендовать использовать схему рис. 3 с двумя делителями на фазу.



Токи последовательных коротких замыканий в турбогенераторах

Канд. техн. наук ГАЛИШНИКОВ Ю. П., инж. МОИСЕЕВ В. С.

Карагандинский политехнический институт

Наиболее детально исследованные к настоящему времени одновременные короткие замыкания в синхронных машинах представляют собой довольно грубое упрощение действительных процессов. В действительности все многофазные короткие замыкания (к. з.) являются в той или иной мере неодновременными. Так, в трехфазном генераторе с изолированной нейтралью короткое замыкание, возникшая как двухфазное, может с некоторым запаздыванием перейти в трехфазное. При этом последовательность замыкания фаз и продолжительность запаздывания определяются конкретными процессами в месте к. з. и могут быть различными. Такие замыкания называются последовательными. Понятие последовательного к. з. является наиболее широким, так как включает в себя как частные случаи, все одновременные замыкания, которые можно трактовать как последовательные с нулевыми выдержками времени при переходе от одной ступени к другой. Именно поэтому вероятность возникновения последовательного, например трехфазного к. з., выше, чем такого же одновременного. Проблема последовательности коротких замыканий привлекает к себе внимание исследователей достаточно давно. В частности в [Л. 1] рассмотрена качественная сторона явления и показано, что в случае последовательного к. з. на выводах синхронного генератора более выражена так называемая асимметрия фазных токов, связанная с наличием апериодических составляющих. В результате, во-первых, пиковое значение тока превышает соответствующий ток одновременного трехфазного к. з., и, во-вторых, имеет место достаточно продолжительное непрохождение тока одной или двух фаз генератора через нуль. Дополнительно в [Л. 1] проанализировано влияние постепенности к. з. на точность опытного определения параметров синхронных машин. Из более поздних публикаций заслуживает упоминания [Л. 2], где приближенным анализом подтверждены основные выводы [Л. 1] и подчеркивается, что при выборе быстродействующих выключателей необходимо учитывать возможность повышенного ударного тока вследствие неодновременности к. з.

Вообще имеющиеся суждения о характере и степени влияния асимметрии кривых токов к. з. на работу быстродействующих выключателей достаточно разноречивы. В последние годы опубликованы [Л. 3 и 4], в которых приближенными анализами установлено, что непрохождение тока через нуль в течение того или иного времени обнаруживается даже при одновременных трехфазных к. з. на выводах современных синхронных генераторов, причем наихудшие условия возникают, если к. з. происходит при работе генератора вхолостую или с чисто активной нагрузкой.

Последовательные к. з. в названных работах не рассматриваются и общий вывод таков, что при одновременных трехфазных к. з. на выводах генераторов быстродействующие выключатели успешно справляются с отключением токов, имеющих задержку прохождения через нуль. Мнение представителей университетской науки США, прямо не связанных с какими-либо фирмами-изготовителями, не столь оптимистично. Проведя исследование последовательного к. з. на выводах турбогенератора, авторы [Л. 5] пришли к выводу о возможности возникновения весьма опасных условий, когда отключение повреждения не под силу выключателю. Но авторы [Л. 5] ограничились рассмотрением к. з. из состояния холостого хода турбогенератора, что явно недостаточно. Из отечественных работ следует отметить [Л. 6 и 7], которые, давая некоторую общую информацию о токах и электромагнитных моментах турбогенераторов при последовательных к. з., не затрагивают, однако, аспектов, составляющих основное содержание данной статьи.

Главной причиной, побуждающей к исследованию последовательных к. з., является весьма значительный рост мощности современных синхронных генераторов в единице, что нередко влечет за собой уменьшение сверхпереходных постоянных времени, тогда как постоянные времени якоря для апериодического тока увеличиваются либо остаются на прежнем уровне. Подобное изменение параметров обуславливает возрастание асимметрии фазных токов синхронного генератора, особенно при последовательных к. з. вблизи его выводов.

Сложившаяся в СССР практика проектирования и выбора высоковольтных быстродействующих выключателей полностью игнорирует асимметрию фазных токов синхронного генератора, обусловленную последовательностью к. з. Так, согласно ГОСТ

687-70 [Л. 8] выбор выключателя производится по действующему значению периодической составляющей тока к. з. в момент начала расхождения контактов. При этом успешное отключение гарантируется, если апериодический ток I_{a} не превышает $\sqrt{2}I_{\text{h.o.}\beta_{\text{ном}}}$, где $\sqrt{2}I_{\text{h.o.}}$ — амплитуда номинального тока отключения; $\beta_{\text{ном}}$ — номинальное отношение апериодической составляющей тока к. з. в рассматриваемый момент времени к амплитуде периодической составляющей. Как показывает кривая, приведенная в [Л. 8], по которой может быть найдено значение $\beta_{\text{ном}}$, к моменту срабатывания быстродействующего выключателя (0,06—0,08 с) апериодическая составляющая отключаемого тока не должна превышать 20—25% амплитуды периодической составляющей, что бывает лишь при одновременных к. з. или если точка к. з. значительно удалена от генератора. В этом случае имеет место естественное прохождение тока через нуль дважды за период, что облегчает гашение дуги отключения. Как будет показано ниже, действительные условия значительно тяжелее.

В статье изложены некоторые результаты исследования последовательных к. з. на выводах статора турбогенератора ТВФ-100-2, работающего как автономно, так и параллельно с системой бесконтактной мощности. При исследовании принимались следующие допущения:

скорость ротора турбогенератора во всех случаях постоянна;

демпфирующее действие тела ротора учтено с помощью эквивалентной демпферной обмотки;

магнитное пасынчение машины неизменно; эффект явнополосности ротора не учитывается; форсировка возбуждения отсутствует;

при к. з. в турбогенераторе, обособленном от системы, замыканиям предшествует холостой ход;

все параметры турбогенератора выражены в относительных единицах;

при приведении параметров обмоток ротора к статору использована система x_{ad} .

Сопоставление и оценка имеющихся методов анализа переходных электромагнитных процессов в синхронных машинах приводят к выводу о том, что для проблемы последовательных к. з. наиболее приемлем подходит с позиций фазных величин. Основным достоинством этого подхода является возможность достаточно точно аналитического воспроизведения реальной связи между генератором и системой при любом виде к. з. Соответственно в качестве искомых переменных выбраны действительные токи обмоток. Всюду, кроме обмотки возбуждения, за положительные приняты токи, выходящие из обмоток. Тогда матричное уравнение напряжений турбогенератора имеет вид:

$$[\mathbf{u}] = -p[\Psi] - [\mathbf{R}] [\mathbf{i}], \quad (1)$$

где $[\mathbf{u}]$, $[\Psi]$ и $[\mathbf{i}]$ — столбцовые матрицы напряжений, потокосцеплений и токов; $[\mathbf{R}]$ — квадратная матрица активных сопротивлений обмоток; p — условное обозначение производной d/dt .

Матричное соотношение между потокосцеплениями и токами обмоток записывается в виде

$$[\Psi] = [\mathbf{L}] [\mathbf{i}], \quad (2)$$

где $[\mathbf{L}]$ — квадратная матрица индуктивностей, части которых являются периодическими функциями времени.

Учитывая, что для рассматриваемых условий справедливо

$$p[\Psi] = p[\mathbf{L}] [\mathbf{i}] + [\mathbf{L}] p[\mathbf{i}], \quad (3)$$

уравнение (1) можно записать как

$$[\mathbf{u}] = -p[\mathbf{L}] [\mathbf{i}] - [\mathbf{L}] p[\mathbf{i}] - [\mathbf{R}] [\mathbf{i}], \quad (4)$$

или

$$p[\mathbf{i}] = -[\mathbf{L}]^{-1}([\mathbf{u}] + [\mathbf{z}] [\mathbf{i}]), \quad (5)$$

где $[\mathbf{L}]^{-1}$ — обратная матрица индуктивностей; $[\mathbf{z}] = p[\mathbf{L}] + [\mathbf{R}]$ — квадратная комплексная матрица.

Матричное уравнение (5) представляет собой систему линейных дифференциальных уравнений первого порядка с периодически меняющимися коэффициентами. Структура уравнения (5) неизменна при всех видах к. з., но ряд элементов

матриц $[u]$, $[L]$ и $[z]$ изменяются. Для решения уравнения (5) использован метод Рунге—Кутта четвертого порядка. За условное расчетное время принято $a = a_0 + 2\pi ft$. При этом a есть также электрический угол между продольной осью ротора и осью фазы A статора. Расчетный шаг выбран равным $1/80$ периода основной частоты. Модели турбогенератора реализованы в виде Фортран-программ для ЦВМ «Минск-32». Адекватность моделей проверена путем контрольных расчетов одновременных трехфазных к. з. на выводах статора турбогенератора. Наибольшее значение ударного тока турбогенератора ТВФ-100-2 при напряжении на выводах, равном 1,05 отн. ед., составило 11,14 отн. ед., что хорошо согласуется со значением, полученным аналитически ($x''_d = 0,1826$). Постоянные времени турбогенератора T''_d , T'_d и T_a воспроизводятся с погрешностью $\pm 5\%$.

Поскольку нейтраль обмотки статора турбогенератора ТВФ-100-2, соединенной в двойную звезду, изолирована, рассмотрены последовательные к. з. на выводах статора вида «двуфазное — трехфазное». При этом расчет последовательного к. з. представляет собой расчет сначала двухфазного при тех или иных начальных условиях, а затем трехфазного к. з. при соответствующих начальных токах последнего.

Расчеты последовательных к. з. в обособленном турбогенераторе произведены при различных значениях a_0 и времени запаздывания перехода двухфазного к. з. в трехфазное $a_{\text{зап}}$. На рис. 1 представлены зависимости a_0 от $a_{\text{зап}}$, построенные на основе результатов расчета и характеризующие области, где последовательность к. з. влечет за собой увеличение ударного тока в той или иной фазе в сравнении с ударным током одновременного трехфазного к. з. При построении рис. 1 учтены все возможные комбинации фаз, если постепенные к. з. возникают при изменении a_0 и $a_{\text{зап}}$ в диапазоне от 0 до 2π .

При этом обозначение, например, $(B+C)+A$ описывает последовательное к. з., которое появляется как двухфазное между B и C , а затем к первым двум присоединяется фаза A . Соответственно этому случаю штрих-пунктирной линией ограничена область, в которой имеет место увеличение тока фазы B , а штриховой линией обозначена область, где возрастает ток фазы C . Из анализа рис. 1 можно сделать заключение, что вероятность последовательного к. з., при котором ударный ток возрастает в сравнении с током одновременного трехфазного к. з., составляет 0,815. Вероятность последовательного к. з. при возрастании ударного тока более 10% меньше, но и она достаточно высока.

Наиболее тяжелые условия возникают, если к. з. начинается как двухфазное, например, между фазами B и C в момент, когда $u_{BC} = 0$ ($a_0 = \pi/2$), и с выдержкой времени, равной около $1/4$ периода ($a_{\text{зап}} \approx \pi/2$), переходит в трехфазное. Расчетная кривая тока фазы B турбогенератора для этого случая приведена на рис. 2 (сплошная линия). Ее сопоставление с кривой тока классического трехфазного к. з. показывает, что ударный ток достигает 13,33 отн. ед., что в 1,195 больше ударного тока одновременного трехфазного к. з. Как следствие электродинамические силы, действующие на лобовые части обмотки статора, более чем на 40% превышают их значения при одновременном трехфазном к. з. Штриховыми линиями на рис. 2 показаны периодическая и апериодическая составляющие тока. Как видно, в момент перехода двухфазного замыкания и трехфазное апериодический ток скачком увеличивается, а периодический ток также скачком изменяет амплитуду и фазу.

Механизм этого явления можно пояснить с помощью диаграммы рис. 3. Когда, как в данном случае, двухфазное к. з. возникает при $u_{BC} = 0$, периодические составляющие токов фаз B и C в этот момент равны амплитудным значениям (почти чисто индуктивная цепь) и изображаются векторами $i_{nB}^{(2)}$ и $i_{nC}^{(2)}$, направленными вдоль осей этих фаз. С другой стороны, если замыканию предшествует холостой ход, токи фаз B и C перед моментом к. з. равны нулю, поэтому одновременно с периодическими возникают равные и противоположные им апериодические составляющие. $i_{nB}^{(2)}$ и $i_{nC}^{(2)}$.

Через $1/4$ периода после возникновения к. з. периодические токи фаз B и C принимают нулевые значения.

Если в этот момент, которому соответствует $u_A = 0$, замыкание переходит в трехфазное, периодический ток этого к. з. изображается обобщенным вектором $i_n^{(3)}$, совпадающим с осью фазы A , так что мгновенный периодический ток этой

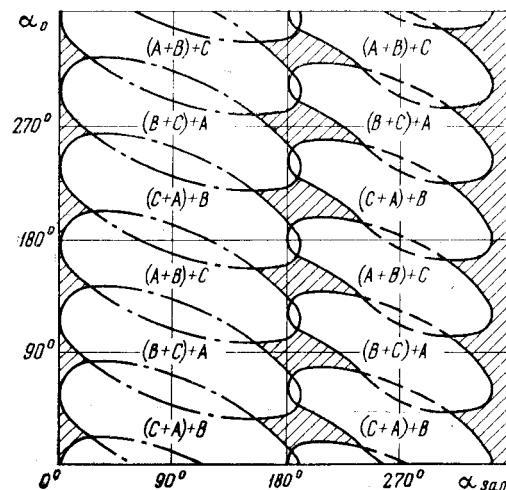


Рис. 1.

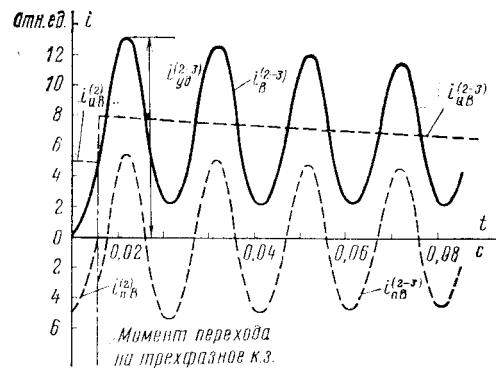


Рис. 2.

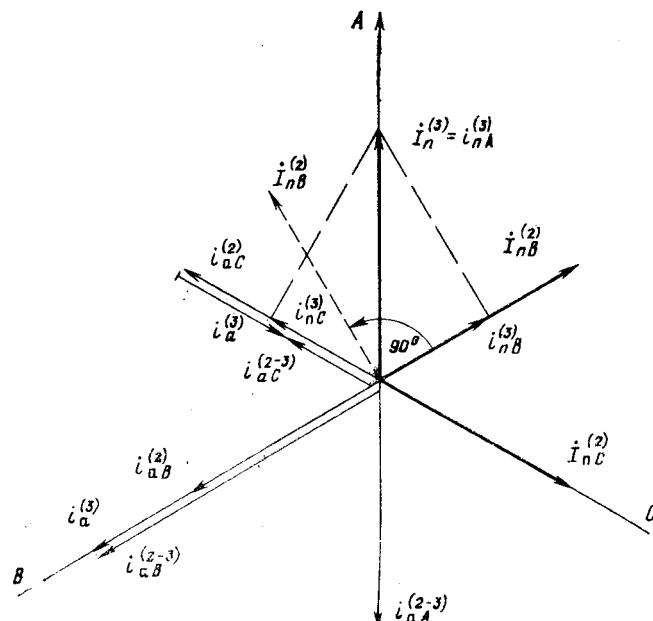


Рис. 3.

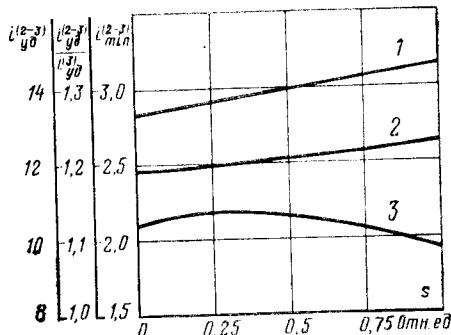


Рис. 4.

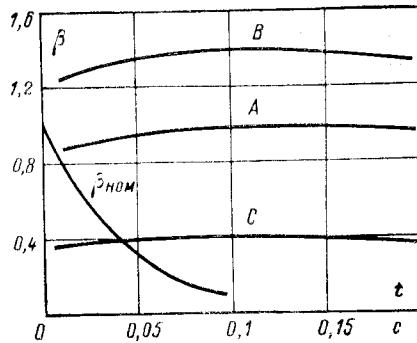


Рис. 5.

фазы $i_{nA}^{(3)}$ равен амплитудному значению. Апериодический ток $i_{aA}^{(2-3)}$ фазы A равен и противоположен $i_{nA}^{(3)}$. Мгновенные значения периодических токов фаз B и C при этом оказываются равными проекциями $i_{nB}^{(3)}$ и $i_{nC}^{(3)}$ обобщенного вектора $I_n^{(3)}$ на оси фаз, т. е. в момент перехода двухфазного к. з. в трехфазное налицо скачкообразное изменение периодических токов фаз B и C по амплитуде и фазе. Одновременно скачком, равным $i_a^{(3)} = -(i_{nB}^{(3)} = i_{nC}^{(3)})$, изменяются апериодические токи данных фаз, приобретая значения $i_{aB}^{(2-3)}$ и $i_{aC}^{(2-3)}$. В результате через промежуток $2\pi/3$ после перехода к. з. в трехфазное ток фазы B имеет наибольшее значение $i_{B\max} = I_n^{(3)} + i_{aB}^{(2-3)}$.

Все построения на диаграмме для простоты произведены в предположении, что затухание токов за рассматриваемое время пренебрежимо мало. Не учтена также несинусоидальность напряжений и периодических токов статора. Таким образом, диаграмму рис. 3 можно использовать лишь для грубой оценки ожидаемых значений токов последовательных к. з. данного вида. В частности, согласно диаграмме ударный ток рассматриваемого последовательного к. з. (наибольший ток фазы B) на 18% превышает ударный ток одновременного трехфазного к. з., что меньше значения, полученного на ЦВМ.

Ток фазы B на рис. 2 в течение 23 периодов (0,46 с) не проходит через нуль. Если принять время отключения к. з. равным 0,08 с, то, как видно из рис. 2, наименьший фазный ток в этот период приблизительно в 2 раза превышает номинальный ток турбогенератора. Вследствие этого время горения дуги отключения может сильно возрасти, что, по мнению авторов, составляет одну из наиболее вероятных причин регистрируемых выходов выключателей из строя.

Исследование последовательных к. з. на выводах турбогенератора, соединенного с системой бесконечной мощности посредством трансформатора Y/Δ , проведено с целью выявления влияния нагрузок и режима возбуждения генератора на токи к. з. Аналитическая модель блока учитывает намагничивающий ток трансформатора. Согласно предварительным расчетам изменение магнитного насыщения сердечника трансформатора оказывает незначительное влияние, и потому реактивные со-противления обмоток приняты постоянными.

Расчет токов двухфазного к. з. из состояния холостого хода турбогенератора показал, что в наиболее неблагоприят-

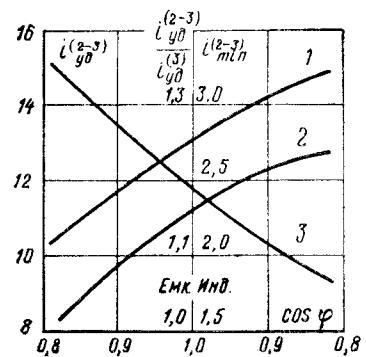


Рис. 6.

ном в отношении токов к. з. случае ток незамкнутой фазы составляет около 0,5 отн. ед. При этом наибольшие токи замкнутых фаз на 3,5–5% меньше, чем при двухфазном к. з. в обособленном турбогенераторе, что обусловлено влиянием незамкнутой фазы. Можно предполагать, что в реальных условиях, когда мощность отдельного генератора соизмерима с мощностью энергосистемы, это влияние больше. Однако ударный ток последовательного трехфазного к. з. в турбогенераторе, имеющем трансформаторную связь с системой, равен 13,31 отн. ед., т. е. практически не отличается от аналогичного тока обособленного турбогенератора.

Во всех случаях напряжение на питающих шинах принято равным 1,05 отн. ед. Начальные значения a и токов в обмотках в каждом режиме определяются автоматически программой на основе соотношений векторной диаграммы напряжений. Момент перехода двухфазного замыкания в трехфазное также определяется автоматически по условию $i_A = 0$. При этом возникают наиболее значительные ударные токи.

Кривая 1 на рис. 4 показывает, что с ростом нагрузки турбогенератора ударный ток постепенного к. з. вида $(B+C)+A$ возрастает и при $s=1$ и $\cos \varphi=0,85$ (инд.) составляет 14,62. Возрастание обусловлено прежде всего увеличением выходного напряжения турбогенератора с ростом нагрузки вследствие падений напряжения в трансформаторе при неизменном напряжении на шинах. Кривая 2 рис. 4 характеризует ударные токи постепенных к. з., отнесенные к ударным токам одновременных трехфазных к. з. при тех же начальных условиях, в зависимости от нагрузки турбогенератора. Как видно, возрастание ударного тока вследствие постепенности к. з. несколько увеличивается с ростом нагрузки, составляя при $s=1$ и $\cos \varphi=0,85$ (инд.) 23% или на 3,5% больше, чем при постепенном к. з. из состояния холостого хода. При изменении коэффициента мощности в сторону чисто активного и активно-емкостного эффекта постепенности слегка ослабевает (кривая 2 на рис. 5), так что при $\cos \varphi=0,85$ (емк.) и $s=1$ превышение ударного тока постепенного к. з. над соответствующим током одновременного трехфазного равно 4%. Согласно кривой 1 на рис. 5 ударный ток постепенного замыкания равен при этом 10,94 отн. ед.

Для всех рассмотренных к. з. вида $(B+C)+A$ характерно непрохождение тока через нуль в одной или двух фазах в течение более или менее продолжительного времени. Так, например, при $s=1$ и $\cos \varphi=0,85$ (инд.) ток фазы B турбогенератора в течение 0,4 с не проходит через нуль. Если коэффициент мощности приобретает значение $\cos \varphi=0,85$ (емк.) при неизменной полной мощности, то длительность непрохождения тока фазы через нуль увеличивается до 0,88 с. Аналогичный эффект имеет место при этом и в фазе A , где ток не проходит через нуль в течение 0,38 с.

Описанное явление обусловлено тем, что постоянные времени T''_a и T_a турбогенератора ТВФ-100-2 таковы, что сверхпереходный ток затухает заметно быстрее, чем апериодическая составляющая. Это справедливо также для турбогенераторов большой мощности. Следует отметить, что продолжительность непрохождения тока через нуль сама по себе не столь важна ввиду того, что ток в конце концов насищенно обрывается выключателем. Однако имеет весьма большое значение тот факт, что к моменту срабатывания быстродействующего выключателя (0,06–0,08 с) ток, по крайней мере, одной из фаз турбогенератора не только не проходит естественным образом через нуль, но, как показывает кривая 3 на рис. 4, его мини-

мальные значения могут в 2 раза и более превышать номинальный ток турбогенератора. Согласно кривой 3 на рис. 5 данный эффект усиливается при изменении характера нагрузки в сторону активной и активно-емкостной.

На рис. 6 представлено изменение относительного содержания апериодической составляющей тока β во времени для всех фаз турбогенератора ТВФ-100-2 (кривые A, B и C) при последовательном к. з. вида $(B+C)+A$; $s=1$ и $\cos \phi=0,85$ (инд.). Эти и другие подобного рода кривые показывают, что при последовательных к. з. на выводах турбогенератора апериодические токи во многих случаях превышают периодические токи фаз. Сопоставление кривых β на рис. 5 и 6 убеждает в том, что при последовательных к. з., по крайней мере вблизи выводов турбогенератора, высоковольтный быстродействующий выключатель работает в значительно более тяжелых условиях, чем предусмотренные ГОСТ 687-70.

Эффекты последовательности рассмотрены применительно к к. з. между турбогенератором и трансформатором, и потому выводы касаются генераторных выключателей, интерес к которым в последнее время заметно повысился. Технико-экономические достоинства схем с генераторными выключателями составляют тему особого разговора. Здесь следует лишь отметить, что, например, опыт фирмы Браун — Бовери свидетельствует об эффективности и относительной дешевизне подобных схем, особенно в случае работы блока на сравнительно короткую линию (20—40 км). Эти схемы тем более перспективны, что они соответствуют имеющейся тенденции — приближать по возможности генерирующие предприятия к центрам нагрузок.

Описанные результаты отнюдь не являются исчерпывающими. Например, не затронуты последовательные к. з. на выводах ВН блока «турбогенератор — трансформатор». Несомненно, что трансформатор способствует более быстрому затуханию апериодических составляющих токов к. з., но тем не менее при неодновременных к. з. к моменту срабатывания быстродействующего выключателя эти составляющие еще до-

статочно высоки. Кроме того, наличие заземленной нейтрали на стороне ВН блока делает возможными трехступенчатые замыкания вида «однофазное — двухфазное — трехфазное», при которых рассмотренные в данной статье эффекты выражены наиболее значительно. Таким образом, по мнению авторов, последовательные к. з. на стороне ВН энергоблока представляют практический интерес и потому требуют специального обсуждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Von Roeschlaub F. Effect of Sequential Switching on short — circuit currents in synchronous machines. — «General Electric Review», 1940, vol. 43, № 6.
2. Ciok Z. Non — simultaneous short — circuits in three — phase networks with special consideration to the effect upon the operation of circuit — brakers. CIGRE, 1962, paper 129, vol. III.
3. Canay M., Werren L. Interrupting sudden asymmetric short — circuit currents without zero transition. — «The Brown — Boveri Review», 1969, vol. 56, № 10.
4. Eidingen A. Interruption of high asymmetric short — circuit currents having long delayed zerosan acute problem for generators breakers. — «IEEE Winter Power Meeting», 1972.
5. Owen R. E., Lewis W. A. Asymmetry characteristics of progressive short — circuits on large synchronous generators. — «IEEE Transactions», 1971, vol. PAS-90, № 2.
6. Аномальные режимы работы крупных синхронных машин. Л., «Наука», 1969. Авт.: Е. Я. Казовский, Я. Б. Данилевич, Э. Г. Кашарский, Г. В. Рубисов.
7. Рубисов Г. В., Иванов А. В. Последовательные короткие замыкания синхронной машины. — В кн.: Методы расчета турбо- и гидрогенераторов. Л., «Наука», 1975.
8. Выключатели переменного тока высокого напряжения. Общие технические требования. ГОСТ 687—70. Введ. 7/VII 1970. М., 1972. 47 с.

[11.6.1976]

УДК 621.317.333.8.064.42

Изоляционные характеристики вакуумных дугогасительных камер

ВОЗДВИЖЕНСКИЙ В. А., ДАНИЛОВ М. Е.

Москва

Вакуумные дугогасительные камеры (ВДК) в последнее время широко применяются в высоковольтных коммутационных аппаратах переменного напряжения [Л. 1]. Исследование характеристик вакуумной изоляции посвящено много работ [Л. 2], однако условия работы ВДК настолько специфичны по сравнению с другими электровакуумными приборами, что воспользоваться имеющимися данными можно лишь для получения общих представлений о явлениях, происходящих в камерах при рабочих и испытательных воздействиях высокого напряжения. В то же время при создании коммутационных аппаратов на основе ВДК требуется точное знание их изоляционных свойств. Предварительные исследования показали, что ВДК имеют чрезвычайно большой разброс значений пробивного напряжения, которые зависят от условий проведения опыта. Первостепенной задачей становится выработка единой методики испытаний электрической прочности ВДК для получения сопоставимых результатов различных исследований.

Методика измерений. Для контроля электрической прочности коммутационной аппаратуры при ее изготовлении и эксплуатации широко применяются испытания повышенным напряжением 50 Гц от испытательных трансформаторов. При этом контроль ведется по наличию искр, сильных тресков и отключению защиты трансформатора при возникновении короткого замыкания [Л. 3].

Опыт показывает, что при подобных испытаниях ВДК все указанные эффекты отсутствуют, даже если произошло уже много пробоев. Это объясняется тем, что ВДК обладают высокой отключающей способностью для высокочастотных токов и малой стабильностью дуги с током от 1 до 10 А.

Токи короткого замыкания испытательных трансформаторов редко превышают 1 А и нарастают очень медленно из-за малой мощности трансформатора, поэтому при пробое через ВДК вначале протекает высокочастотный ток разряда при соединяемых емкостях, длительность которого составляет 10^{-7} — 10^{-8} с. Этот ток гасится при первом или последующих переходах через нуль, и трансформатор вновь заряжает емкости за время примерно 10^{-5} с. Так как пробой происходит в вакуумированной и экранированной камере, то ни звуковых, ни световых эффектов не возникает, а защита трансформатора не реагирует на короткий бросок зарядного тока.

С каждым пробоем электрическая прочность межконтактного промежутка возрастает и, наконец, достигает электрической прочности изоляционной оболочки, поэтому оператор регистрирует нарушение электрической прочности, когда появляются искры снаружи ВДК, причем это напряжение может в несколько раз превышать напряжение первых пробоев. От указанных недостатков свободны импульсные испытания, так как от ГИИ легко получить разрядные токи от 100 до 1000 А, значительно превышающие пороговые токи вакуумных дуг, а осциллографическая регистрация падежно свидетельствует о нарушении электрической прочности. Однако импульсные испытания значительно более трудоемки, особенно при исследовании.

Были проведены измерения как при промышленной частоте, так и при импульсном напряжении. Высокое напряжение промышленной частоты прикладывалось от трансформатора с током короткого замыкания 1 А. Ток пробоя усиливался до 100 А цепью RC , подключенной параллельно испытуемой ВДК. В момент пробоя от воздушного трансформатора

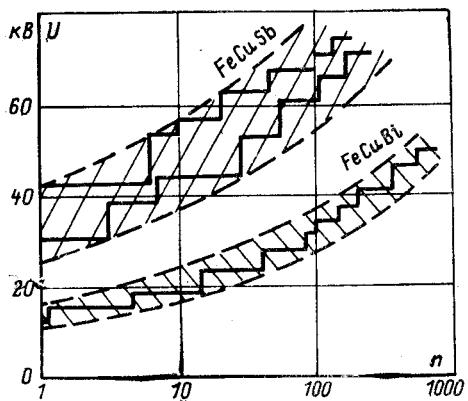


Рис. 1. Типичные тренировочные характеристики КДВ-21 после режима бестоковых размыканий ($d=3$ мм).

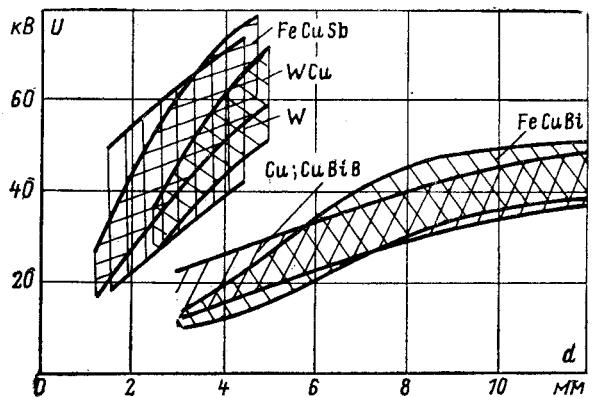


Рис. 2. Зависимость напряжения первого пробоя от межконтактного расстояния для различных контактных материалов при бестоковых размыканиях.

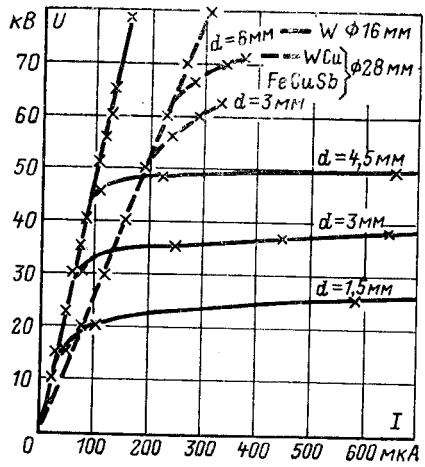


Рис. 3. Типичные вольт-амперные характеристики ВДК.

тора тока запускались осциллограф и счетчик числа пробоев. Эмиссионные токи измерялись по падению напряжения на активном сопротивлении.

Импульсные измерения проводились от ГИН с выходной емкостью 0,05 мкФ и амплитудой тока разряда 200—500 А.

Тренируемость ВДК пробоями. Электрическая прочность ВДК исследовалась при плавном подъеме напряжения до наступления пробоя, подсчитывалось их количество, а после выдержки в течение 1 мин напряжение повышалось дальше.

Вид воздействия на контакты	Количество опытов	$U_{1 \text{ max}}$, кВ
Отключение тока $I_m=10$ кА, $t_d=2$ мс	20	80—120
Отключение тока $I_m=10$ кА, $t_d=2$ мс с последующим включением ВДК с энергией удара 1—2 Дж	6	45—80
Бестоковые включения и отключения с энергией удара 1—2 Дж	6	30—40

Так были получены тренировочные характеристики (рис. 1), анализ которых показывает, что

пробивное напряжение ВДК после 100—500 пробоев возрастает в 2—4 раза;

напряжение первых пробоев меняется от расстояния между контактами, материала контактов и воздействий на камеру перед испытаниями;

напряжение возникновения наружных пробоев зависит в основном от конструкции оболочки камеры;

значения пробивных напряжений имеют значительный разброс.

Изменение пробивного напряжения после различных воздействий на ВДК. Так как для оценки эксплуатационных свойств ВДК важно именно напряжение первого пробоя, то были проведены измерения напряжения первого пробоя камеры с медными контактами после различных воздействий при зазоре между контактами 6 мм. Результаты измерений при импульсном напряжении приведены в таблице.

Из данных таблицы следует, что минимальные пробивные напряжения наблюдаются после холостых включений и отключений камер с большими скоростями соударения контактов, такие режимы возникают при отключении трансформаторов, работающих вхолостую, и ненагруженных линий при механических испытаниях аппаратов.

Влияние материала контактов на уровень электрической прочности. После установления режима воздействия, наиболее сильно снижающего электрическую прочность ВДК, в этом режиме были испытаны камеры с различными контактными материалами. На рис. 2 приведены зависимости напряжений первого пробоя различных ВДК от расстояния между контактами. Результаты были получены после 10 включений контактов с энергией соударения 1—2 Дж и бестоковых размыканий. Каждая точка получена из 3—5 опытов, а для вольфрамовых контактов — из 21 опыта. Контакты из вольфрама были цилиндрическими, диаметром 16 мм, а из композиционных материалов вольфрам-медь, железо-медь-сурьма, железо-медь-висмут диаметром 28 мм; контакты из меди и меди-висмута — сложной формы диаметром 70 мм.

Из рис. 2 следует, что ВДК с контактами из меди, сплава меди-висмут и композиции железо-медь-висмут обладают примерно одинаковой и самой низкой электрической прочностью. Значительно выше электрическая прочность в случае вольфрамовых контактов, а также контактов из композиции вольфрам-медь и железо-медь-сурьма. Интересно, что несмотря на значительное отличие воздействий на контакты ВДК в данном случае по сравнению с воздействиями на электроды других электровакуумных приборов, напряжение первого пробоя выше у твердых, прочных материалов и снижается при ухудшении механических свойств, что является давно известной закономерностью, но полученной в условиях высокотренированных контактных промежутков [Л. 7]. Этим можно объяснить значительное отличие напряжений первого пробоя у контактов из композиций железо-медь с добавками сурьмы и висмута.

Сурьма образует с медью твердый раствор с высокими механическими свойствами, а висмут не растворяется в меди и выпадает по границам кристаллов в виде прослоек с низкой механической прочностью. Не совсем ясно влияние механически прочного каркаса на электрическую прочность. Так, в композиции вольфрам-медь каркас из вольфрама резко повышает электропрочность меди, а в композиции железо-медь-висмут электрическая прочность близка к прочности сплава меди-висмут.

Токи проводимости в ВДК. Измерение этих токов было проведено как с целью получения дополнительной информации о характерных механизмах пробоя ВДК, так и для выяснения их влияния на эксплуатационные характеристики камер.

Измерения на переменном напряжении 50 Гц показали, что существует два типа вольт-амперных характеристик пробоя ВДК:

линейные характеристики вплоть до напряжения пробоя (рис. 3);

нелинейные характеристики, состоящие от начального линейного участка с резким увеличением тока, начиная с некоторого напряжения (рис. 3).

Измерение емкости камер показало, что линейный участок вольт-амперных характеристик определяется емкостным током и всегда одинаков для одинакового типа камер. Для нелинейной части характера нестабильность как по типам камер и контактным материалам, так и от опыта к опыту на одной и той же камере. Так, было отмечено, что в одной и той же камере после бесконтактных замыканий и размыканий возможны линейные и нелинейные характеристики. Практически воспроизводимости нелинейного участка удается добиться, лишь оставив камеру разомкнутой и не допустив значений эмиссионных токов выше 10^{-3} А. Измерения на многих камерах позволили установить, что минимальное напряжение возникновения эмиссионных токов (порядка 10^{-4} А) линейно увеличивается с ростом межконтактного промежутка, причем средняя напряженность электрического поля при этом равна 10^5 В/см.

Нелинейные токи в 1 мА и более (рис. 3) в рабочем диапазоне напряжений совершенно недопустимы, так как они сильно нагревают электроды ВДК, вызывают появление мощного рентгеновского излучения, искажают распределение напряжения при последовательном соединении камер. Последнее усугубляется тем, что нелинейные токи очень нестабильны и имеют вентильный характер. Поэтому при создании аппаратов на основе ВДК необходимо выбирать величины межконтактных промежутков и их число так, чтобы при амплитудном значении наибольшего рабочего напряжения не превысить указанного значения напряженности поля $E=10^5$ В/см.

При одноминутном испытательном напряжении 50 Гц допустимо появление небольших эмиссионных токов (ввиду кратковременности их действия), однако в многоразрывных аппаратах в этом случае необходимо учитывать искажение распределения напряжения по разрывам. При импульсных испытаниях стандартной волной эмиссию можно не принимать во внимание, если многоразрывный выключатель снабжен емкостным датчиком напряжения.

Предпробивные токи при импульсном напряжении. Для выявления особенностей вакуумного пробоя ВДК использовался импульс напряжения с крутым фронтом и большой длиной волны 1,5/3000 мкс. В случае пробоя через камеру проходил ток апериодической формы с амплитудой 200–800 А и длительностью $t_i=10-20$ мкс. Амплитуда и форма тока пробоя выбрана для обеспечения надежной фиксации наличия дугового пробоя ВДК.

Исследование предпробивных токов при воздействии импульсной волны 1,5/3000 показало, что возникновению пробоя обычно предшествует появление токов $0.1 \text{ mA} < I_m < 100 \text{ mA}$, причем значения их зависят от предыдущих воздействий на контакты.

Формы предпробивных токов очень разнообразны. Наиболее характерные типы приведены на рис. 4.

Первый тип предпробивных токов существует при малых значениях $0.5 \text{ mA} < I_m < 2-5 \text{ mA}$ (рис. 4, а); он легко воспроизводим, и при увеличении или уменьшении напряжения значение его соответственно увеличивается или уменьшается. Анализ зависимости тока от напряжения показал, что этот ток представляет собой автоэмиссионный ток с острием, имеющим характерные размеры по высоте $10^{-3}-10^{-2}$ и по радиусу $5 \cdot 10^{-6}-5 \cdot 10^{-5}$ см [Л. 8].

Второй тип существует при токах $I_m > 2-5 \text{ mA}$ и характеризуется наличием максимума, отстоящего от максимума напряжения на 50–100 мкс (рис. 4, б). Эта форма тока хорошо воспроизводима от импульса к импульсу, и значение ее меняется в соответствии с изменением амплитуды прикладываемого напряжения. В случае увеличения тока до 20–50 мА отмечается тенденция уменьшения времени задержки максимума со 100 до 50 мкс.

Аналогичные устойчивые повышения предпробивного тока наблюдались в [Л. 5], которые исчезали после подогрева

автоэмиттера до $T=1500$ К. Это позволяет заключить, что причиной увеличения тока автоэмиссии является повышение температуры эмиттера до 1500–2000 К.

Теоретические расчеты [Л. 6] показали, что максимальное устойчивое повышение термоавтоэлектронного тока возможно до величины $I = \frac{\pi}{2} I_0$. В наших экспериментах

увеличение предпробивного тока не превышало $I=1.5 I_0$, что может служить дополнительным подтверждением термической природы повышения эмиссионного тока при форме второго типа.

Третий тип предпробивного тока наблюдался только при очень медленном подъеме напряжения (до 1,5 кВ на импульс) при его приближении к пробивному значению и характеризуется проявлением «плавающего максимума» тока (рис. 4, в). Эта форма тока воспроизводима в очень узком интервале напряжений, причем высота «плавающего максимума» и время его появления на осциллограмме тока нестабильны. При увеличении шага роста амплитуды импульса наблюдаются пробоем ВДК либо на восходящей части «плавающего максимума» (рис. 4, в), либо на нисходящей (рис. 4, д). Случайный характер их появления свидетельствует о некотором случайном сочетании неблагоприятных факторов. Это, в первую очередь, сочетание воздействия начального термоавтоэлектронного тока на поверхность анода и десорбции газов или загрязнений, находящихся в области воздействия пучка электронов. Электрический заряд, перенесенный «плавающим максимумом» (рис. 4, в), равен примерно $2 \cdot 10^{-6}$ Кл.

Это означает, что через промежуток прошло 10^{13} электронов и ионов. Для сравнения можно отметить, что на 1 см² поверхности моноатомный слой адсорбированного газа содержит 10^{15} атомов. Сопоставления этих цифр показывают, что появление «плавающих максимумов» может быть связано с десорбцией газовых пленок или легколетучих загрязнений под воздействием электронной бомбардировки и обычными процессами усиления тока в газовом промежутке. Характерно, что в экспериментах часто наблюдались пробоем именно в области «плавающего максимума» (рис. 4, в и д). Измерения предпробивных токов при импульсном напряжении позволяют сделать однозначный вывод о том, что резкое снижение электрической прочности ВДК при бесконтактных замыканиях происходит в результате возникновения эмиттирующего острия на электродах.

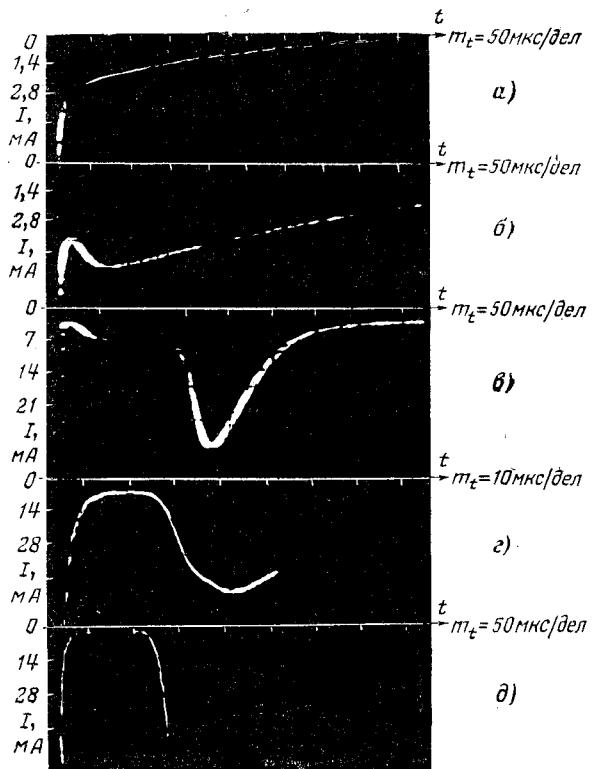


Рис. 4. Типичные формы осциллограмм предпробивных токов.

Из литературы известно, что столь же сильное влияние оказывает присутствие слабосвязанных частиц размерами более 1 мкм на электродах [Л. 9—11], однако для пробоев, инициированных частицами, характерны времена задержки от момента приложения напряжения 10^{-4} — 10^{-3} с и предиорибивные токи, не превышающие 10^{-7} А [Л. 12].

Установлено, что при бестоковых замыканиях и размыканиях контактов ВДК задержки в 100—300 мкс можно получить лишь очень медленно повышая прикладываемое напряжение. Уже при увеличении следующего импульса на 5% по отношению к предыдущему пробои возникают с задержкой не более 10^{-5} с, при этом во всех случаях токи превышают 10^{-4} А. Сказанное не означает, что пробои, вызванные частицами, следует считать нереальными, однако их появление в наиболее напряженном месте промежутка — весьма редкое явление, с почти полной достоверностью не совпадающее по времени с возникновением в цепях кратковременных коммутационных или грозовых импульсов напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вакуумные выключатели в СССР и за рубежом. М., Информэлектро, 1973.
2. Сливков И. Н. Электроизоляция и разряд в вакууме. М., «Атомиздат», 1972.
3. Трансформаторы, реакторы, аппараты и изоляторы высокого напряжения. Нормы и методы испытаний электрической прочности изоляции. ГОСТ 1516-73. М., 1973.

4. Разработка новых контактных материалов для вакуумных выключателей — «ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1975, вып. 5 (49). Авт.: Белкин Г. С., Воскресенский С. Н., Киселев В. Я. и др.

5. Сокольская И. Л., Фурсей Г. Н. Изучение явлений, предшествующих разрушению вольфрамовых эмиттеров. — «Радиотехника и электроника», 1962, т. 7, № 9.

6. Литвинов Е. А., Месяц Г. А., Шубин А. Ф. Расчет термоавтоэмиссии, предшествующей взрыву микроэмиттеров. — «Изв. вузов. Физика», 1970, № 4.

7. Розанова Н. Б., Грановский В. Л. О возникновении электрического пробоя высоковакуумного промежутка. — «ЖТФ», 1956, т. 26, № 3.

8. Chatterton P. A. A theoretical study of field emission on initiated vacuum breakdown. — «Proc. Phys. Soc.», 1966, vol. 88, p. 231—245.

9. Мартынов Е. П., Иванов В. А. Микроразряд проводящих частиц и пробой вакуумного промежутка. — «Радиотехника и электроника», 1969, т. XIV, № 11.

10. Олендзкая Н. Ф. Пробой вакуумного промежутка. — «Радиотехника и электроника», 1963, № 3, т. VIII.

11. Пошехонов П. В., Соловьев В. И. К вопросу об инициировании вакуумного пробоя микрочастицами. — «Электронная техника. Газоразрядные приборы», 1970, вып. 3 (19).

12. Chatterton P. A., Biradar P. I. Microparticle processes occurring prior to vacuum breakdown. — «Z. angew. Phys.», 1970, vol. 30, № 2—3.

[19.3.1976]



УДК 621.316.542.064.241.027.3.066.6.004

Износ контактов при синхронизированном отключении цепей высокого напряжения

Кандидаты техн. наук ЧУНИХИН А. А., АНКЕ Э., инж. СТРОГАНОВ Б. Г.

Московский энергетический институт

Синхронизированное отключение — это способ размыкания цепи, при котором контакты выключателя (в данном случае воздушного) разводятся в заранее установленную фазу отключаемого тока, непосредственно перед прохождением последнего через нулевое значение. При этом можно обеспечить сокращение времени горения дуги в 5—10 раз по сравнению с несинхронным отключением. Это в свою очередь значительно уменьшает энергию, выделяемую в дуге, благодаря чему облегчается процесс отключения цепи и снижается нагрев и износ контактов [Л. 1]. Время от момента размыкания контактов до момента перехода отключаемого тока через нуль называют временем упреждения.

Работа по изучению износа контактов при синхронизированном отключении проводилась авторами параллельно с изучением процесса восстановления электрической прочности в проблемной лаборатории электропривода, электрических машин и аппаратов МЭИ.

Испытательная установка состоит из источника тока, в качестве которого был использован колебательный контур А. А. Горева, макета синхронизированного воздушного выключателя с индукционно-динамическим приводом и схем синхронизации и управления опытом [Л. 2].

Общий вид дугогасителя макета синхронизированного воздушного выключателя представлен в [Л. 2]. Дугогасительное устройство рассчитано для работы при токах отключения $I_{\text{н.отк}}=6$ кА и номинальном напряжении $U_{\text{ном}}=30$ кВ. Устройство устанавливается на основание электровозного воздушного выключателя ВОВ-25.

Эксперименты проводились сериями по десять опытов в каждой. Благодаря использованию индукционно-динамического привода, который обеспечивал стабильное и малое время разведения контактов, удалось, во-первых, изменять времена упреждения нуля тока в пределах 1—7 мс и, во-вторых, при каждом новом времени упреждения расстояние между контактами в момент перехода тока через нуль поддерживать постоянным, путем изменения скорости разведения контактов.

В ходе экспериментов исследовались такие материалы контактов, как медь М1, алюминий, металлокерамика типа вольфрам-медь (МВ-70). Исследуемая контактная система изображена на рис. 1. Подвижной контакт состоит из наконечника 2 и основания 3. Неподвижный контакт 1 является союлом выключателя. После каждой серии из десяти опытов производилась замена наконечника 2. Все десять опытов серии проводились при одинаковых параметрах цепи. Типовая осциллограмма опыта показана на рис. 2. Кривые мощности планиметрировались с целью получения энергии, выделяемой в дуге. На рис. 3 представлена энергия, выделяемая в дуге, в зависимости от времени упреждения для токов $I_{\text{м1}}=3$ кА и $I_{\text{м2}}=6$ кА. При упреждениях, больших 2 мс, кривая энергии для тока $I_{\text{м1}}$ расположена выше, чем кривая для тока $I_{\text{м2}}$. Этот неожиданный на первый взгляд результат объясняется тем, что при $I_{\text{м1}}=3$ кА напряжение на дуге сразу после размыкания контактов резко поднимается, а при токе $I_{\text{м2}}=6$ кА оно остается незначительным до того момента, пока ток не уменьшится до значения $I=3$ кА. Такое явление можно объяснить закупоркой союла при токах $I>3$ кА [см. Л. 2].

На рис. 4 показана зависимость объемного износа катода в функции энергии, выделяемой в дуге. Пунктирная кривая определяет тот объем металла, который можно испарить соответствующей энергией, предполагая, что половина энергии, выделяемой в дуге, идет на катод. Из рис. 4 видно, что большое число точек лежит выше пунктирной кривой. Из этого следует, что катод изнашивается не только испарением, но и выбрасыванием металла в жидкой фазе. Кроме этого следует отметить, что в действительности энергия, выделяемая на катоде меньше, чем половина общей энергии дуги, по-

несколько больше, чем $\int_0^{t_y} u_{\text{к}} i dt$ ($u_{\text{к}}$ — околоскатодное падение напряжения). Это еще более подтверждает вывод о том, что износ катода происходит в основном за счет выброса

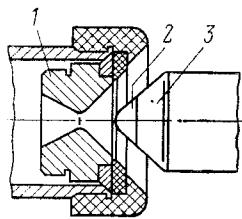


Рис. 1. Схема контактной системы макета синхронизированного выключателя.

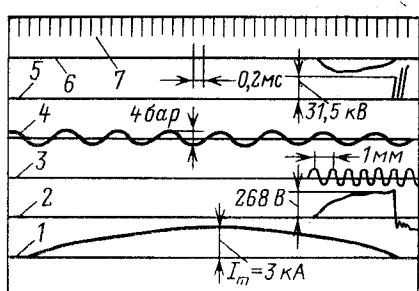


Рис. 2. Типовая осциллограмма опыта.

1 — ток, отключаемый макетом; 2 — напряжение на электрической дуге; 3 — ход подвижного контакта; 4 — давление в камере дугогасителя; 5 — напряжение, восстанавливющееся на контактах макета после перехода тока через нуль; 6 — мощность, выделяемая в дуге; 7 — время.

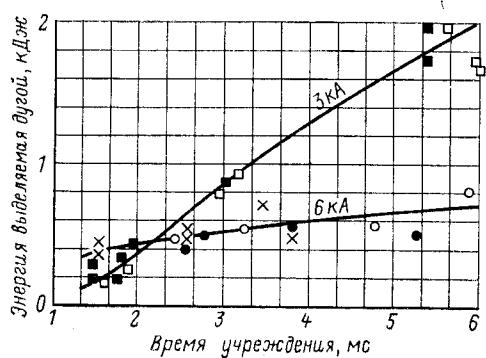


Рис. 3. Изменение энергии, выделяемой в электрической дуге, в зависимости от времени упреждения.

Для меди M1: ○ — $I_m = 6,15$ кА; ● — 6,1 кА; × — 6,5 кА; ■ — 3 кА;
для алюминия: □ — $I_m = 3$ кА.

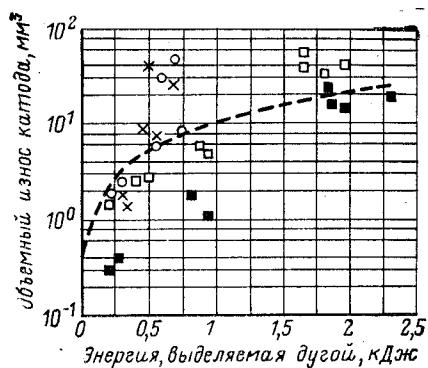


Рис. 4. Изменение объемного износа катода в зависимости от энергии, выделяемой в электрической дуге.

○, ×, ■, □ — то же, что на рис. 3.

металла в жидкой фазе. На рис. 5 показаны результаты исследования износа катода в зависимости от времени упреждения для разных материалов и расстояний между контактами в момент перехода тока через нуль.

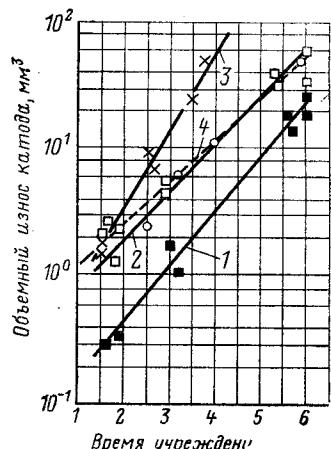
Было установлено, что износ сильно зависит от времени упреждения:

$$V = aK^t. \quad (1)$$

Коэффициенты a и K зависят от материала катода, от тока и от расстояния между контактами.

Сравним значение износа катода, полученное по экспериментальной зависимости (1) со значением, рассчитанным

Рис. 5. Зависимость объемного износа катода от времени упреждения.



по методике, предложенной в [Л. 3 и 4]. Исходные данные: $I_m = 6,5$ кА; $l = 15$ мм; $t_{y1} = 2$ мс; $t_{y2} = 6$ мс (I_m — максимальное значение отключаемого тока; l — расстояние между контактами в момент перехода тока через нуль; t_{y1} и t_{y2} — времена упреждения; материал контактов — медь M1). Для указанных исходных данных значения коэффициентов в формуле (1) следующие: $a = 0,344 \text{ mm}^3$; $K = 2,39$. Отсюда для t_{y1} по формуле (1) имеем $V_1 = 0,344 \cdot 2,39^2 = 1,965 \text{ mm}^3$, а для t_{y2} $V_2 = 0,344 \cdot 2,39^6 = 64,11 \text{ mm}^3$. Отношение V_2/V_1 равно примерно 33 (здесь V_1 и V_2 — объемный износ катода за 10 опытов).

Теперь рассчитаем это отношение по методике [Л. 3 и 4], где износ определяется по количеству электричества, протекшему через контакт, и по удельному износу, который выбирается по значению среднеквадратичного тока [Л. 3, табл. 10-5]. Объемный износ определяется по формуле

$$V = \frac{1}{2} pn I_{\text{ср.кв}}^2 (t_2 - t_1),$$

где p — удельный износ $\left(\frac{\text{см}^3}{\text{кА} \cdot \text{с}} \right)$; n — число отключений; t_2 — $- t_1$ — время горения дуги.

Для синусоидального тока $I = I_m \sin \omega t$

$$I_{\text{ср.кв}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{1}{2(\omega t_2 - \omega t_1)} (\sin 2\omega t_2 - \sin 2\omega t_1)},$$

для $t_{y1} = 0,002$ с $I_{\text{ср.кв}1} = 2,265$ кА. Из [Л. 2, табл. 10-5] выбираем для $I_{\text{ср.кв}1} = 2,265$ кА удельный износ $p = 0,5 \text{ см}^3/(\text{кА} \cdot \text{с})$. Отсюда $V_1 = 0,0113 \text{ см}^3$.

Аналогично для $t_{y2} = 0,006$ с $I_{\text{ср.кв}2} = 4,942$ кА, по табл. 10-5 $p = 1,25 \text{ см}^3/(\text{кА} \cdot \text{с})$ и $V_2 = 0,185 \text{ см}^3$. Отношение V_2/V_1 будет равно 16,3. Как видно, отношение объемных износов, полученное из эксперимента, в 2 раза больше, чем отношение, полученное из расчета по методике [Л. 3]. Расхождение между результатами эксперимента и расчета можно объяснить следующим образом: расчетная методика в [Л. 3] не учитывает зависимости удельного износа от скорости разведения контактов. При изменении же времени упреждения меняется скорость разведения контактов (для обеспечения заданного расстояния между контактами к моменту перехода тока через нуль). Уменьшение удельного износа при увеличении скорости разведения контактов подтверждается результатами, приведенными в [Л. 5]. Поэтому при оценке влияния синхронизации на объемный износ контактов необходимо учитывать не только изменение времени горения дуги и количества электричества, протекшего через дуговой промежуток, но и влияние скорости разведения контактов на удельный износ последних.

Рассмотрим влияние расстояния между контактами l на их износ. В этой связи сравним данные по износу для одного значения тока ($I_m = 6$ кА) при медных электродах и расстояниях между контактами в момент перехода тока через нуль 5 и 15 мм. Как указывалось выше, объемный износ за десять опытов определяется формулой (1). Расстояние между контактами влияет на значение коэффициентов a и K . Для расстояния $l_1 = 5$ мм $a = 0,211$ и $K = 4,05$; для расстояния

$I_2=15$ мм, $a=0,344$ и $K=2,39$. Сравним для примера численные значения объемного износа при $t_y=2,5$ мс, $I_m=6$ кА. При $I_1=5$ мм $V_1=6,96$ мм³, а при $I_2=15$ мм $V_2=3,04$ мм³. Отношение V_1/V_2 равно примерно 2,3. Таким образом, при увеличении расстояния между контактами в 3 раза износ уменьшается в 2,3 раза. В [3—5] также отмечается сильное влияние расстояния между контактами на износ последних.

В заключение выясним границу применимости полученных результатов. Данные об абсолютных значениях объемного износа справедливы для исследованных материалов kontaktов, амплитуд отключаемого тока и расстояний между kontaktами. Что касается отношений объемных износов для разных времен упреждения, то здесь границы применения полученных результатов значительно шире. Примем следующие допущения: напряжение на дуге постоянно в течение интервала времени $T/2-t_y < t < T/2$ (исключая подъем напряжения на дуге непосредственно перед нулем тока), где T — период синусоиды тока; t_y — время упреждения;

объемный износ контакта определяется как $V=KW$, где K — коэффициент, не зависящий от времени упреждения, а

$$W = \int_{T/2-t_y}^{T/2} iU_d dt = U_d I_m \int_{T/2-t_y}^{T/2} \sin \omega t dt = \\ = \frac{U_d I_m}{\omega} \left[\cos \omega \left(\frac{T}{2} - t_y \right) + 1 \right],$$

отсюда

$$V = \frac{KU_d I_m}{\omega} \left[\cos \omega \left(\frac{T}{2} - t_y \right) + 1 \right].$$

Если теперь составить отношение объемных износов, соответствующих временам упреждения t_{y1} и t_{y2} , то с учетом

последнего выражения получим:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{\cos \omega \left(\frac{T}{2} - t_{y1} \right) + 1}{\cos \omega \left(\frac{T}{2} - t_{y2} \right) + 1}.$$

Отсюда следует, что отношение объемных износов не зависит от амплитуды отключаемого тока. Таким образом, полученные результаты дают возможность судить о сокращении объемного износа kontaktов за счет синхронизации для любых значений амплитуды тока дуги, разумеется, с учетом принятых допущений. Иными словами, зная значение абсолютного износа данного аппарата за период тока, можно ориентировочно судить о сокращении износа при синхронизированном отключении. По полученным экспериментальным данным максимальное отношение объемных износов для времен упреждения 6 и 1,5 мс составило: $V_6/V_{1,5}=60$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буткевич Г. В., Клепарская Л. Г., Набатов В. Ф. Наибольшее допустимое время расхождения kontaktов воздушных выключателей для синхронизированного отключения. — «Электричество», 1969, № 8, с. 64—67.
2. Чуничин А. А., Анке Э., Строганов Б. Г. — Электрическая прочность между kontaktного промежутка при синхронном отключении. — «Электричество», 1976, № 12.
3. Буткевич Г. В. Дуговые процессы при коммутации электрических цепей. М., «Энергия», 1973.
4. Буткевич Г. В., Жаворонков М. А. К вопросу износа kontaktов в синхронизированном выключателе. — «Труды МЭИ. Электромеханика», 1974, вып. 87, ч. 11, с. 148.
5. Жаворонков М. А. О влиянии скорости размыкания на дуговую эрозию kontaktов. — В кн.: Сильноточные контакты и электроды. Киев, 1972, с. 258.

[24.11.1975]



42-я Пленарная сессия Международной электротехнической комиссии

В Москве с 6 по 18 июня текущего года состоятся 42-я Пленарная сессия Международной электротехнической комиссии (МЭК), одной из старейших международных организаций по стандартизации.

Ежегодно МЭК издает 120—140 новых международных стандартов.

В настоящее время членами МЭК являются 42 страны мира. Ее президентом на срок с 1974 по 1977 г. избран действительный член Академии наук СССР В. И. Попков.

Специалисты 19 министерств и ведомств нашей страны участвуют в деятельности этой организации.

Во время 42-й пленарной сессии МЭК в Москве в июне 1977 г. будут проходить заседания 33 технических комитетов и подкомитетов.

В работе сессии МЭК примут участие более 1200 специалистов-электротехников. Одной из самых представительных будет делегация Советского Союза.

Многие специалисты — участники сессии МЭК — будут в то же время делегатами Всемирного электротехнического конгресса (ВЭЛК), который состоится в Москве с 21 по 25 июня. Одновременно с сессией МЭК и конгрессом ВЭЛК в парке Сокольники с 9 по 23 июня будет организована 2-я международная выставка Электро-77.

ПЕРЕЧЕНЬ КОМИТЕТОВ И ПОДКОМИТЕТОВ 42-Й ПЛЕНАРНОЙ СЕССИИ МЭК

1. Терминология
2. Турбогенераторы
3. Номинальные напряжения, токи, частоты
4. Жидкие и газообразные диэлектрики
5. Изоляционные масла на основе углеводородов
6. Жидкие синтетические диэлектрики

7. Техника безопасности
8. Коммутационная аппаратура
9. Высоковольтная коммутационная аппаратура
10. Низковольтная коммутационная аппаратура
11. Комплектные распределительные устройства высокого напряжения
12. Электрооборудование судов
13. Судовые кабели
14. Присоединительная аппаратура
15. Координация изоляции для низковольтного оборудования
16. Плавкие предохранители
17. Высоковольтные плавкие предохранители
18. Миниатюрные плавкие предохранители
19. Полупроводниковые приборы и интегральные схемы
20. Интегральные схемы
21. Испытания на воздействие внешних факторов
22. Испытания на удар и вибрацию
23. Смешанные испытания
24. Техника безопасности бытовых электроприборов
25. Электромедицинская аппаратура
26. Общие вопросы электромедицинской аппаратуры
27. Рентгеновская аппаратура на напряжение до 400 кВ
28. Ядерная медицина и аппаратура высоких энергий
29. Электромедицинские приборы
30. Электроустановки в зданиях
31. Токи короткого замыкания
32. Лазерное оборудование
33. Сетевые помехи и их влияние на оборудование, используемое в этих сетях
34. Совет МЭК
35. Комитет действия

Анализ устройства релейной защиты последовательным усложнением его математической модели

Канд. техн. наук БЕРЕЗОВСКИЙ А. Ф.

Ярославль

Математическое моделирование все интенсивнее проникает в область релейной защиты и автоматики. Оно используется для испытания реле в переходных режимах [Л. 1]. На базе комплексных математических моделей создана методика исследования поведения сложных быстродействующих устройств релейной защиты [Л. 2].

В статье показана эффективность анализа релейного устройства последовательным усложнением его математической модели. В качестве модели устройства релейной защиты примем его принципиальную схему. Моделью математической будет служить система соотношений, описывающих схему замещения, в которой каждый физический элемент представлен элементами, отображающими его физические свойства. Для одного и того же устройства можно составить следующие математические модели: полную модель, в которой физические процессы в параметры устройства даны с возможной полнотой и точностью; аппроксимированную, когда характеристики нелинейных элементов заменены сложными функциями; линеаризованную или кусочно-линеаризованную, при замене нелинейной характеристики одной или несколькими прямыми; неполную, когда пренебрегаем некоторыми нелинейными или линейными элементами схемы замещения; упрощенную, в которой оставлено минимально возможное количество элементов схемы замещения, а также выбраны упрощающие соотношения параметров.

Анализ устройства целесообразно проводить, изменения виды математической модели: начинать с упрощенной и постепенно переходить к полной, причем результаты исследования более простых использовать в качестве исходного приближения в том методе, который выбирается для рассмотрения следующей модели. Подобный прием изменения математической модели рекомендуется в [Л. 3] как линия поведения при решении задач оптимизации параметров объекта исследования. Здесь этот прием применяется с целью анализа условий срабатывания нового трехфазного устройства для защиты электроустановок.

В анализируемом устройстве (рис. 1) первичные обмотки промежуточных трансреакторов 1, 2 и 3 обтекаются соответственно: в сети с малым током замыкания на землю — токами I_A , $(I_A + I_C)$, I_C , причем общий зажим первичных обмоток не подсоединен; в сети с большим током замыкания на землю — например, токами I_A , I_B , I_C , и к общему зажиму подсоединен нулевой провод трансформаторов тока. Резистор 7 является первым входом схемы сравнения, а резисторы 11 и 12 с конденсатором 13 — вторым входом. На выходе схемы сравнения (резистор 15 и диод 16) подсоединены входные зажимы 17, 18 и диод 18 транзисторного элемента времени 19 [Л. 4], на выходе которого подключен пуль-индикатор 21.

Устройство работает следующим образом. В режиме трехфазного тока на резисторе 7 возникает трехфазное однополупериодно-выпрямление напряжение u_7 , а на резисторе 12 — подобное, но сглаженное конденсатором 13 напряжение u_{12} . Амплитуды U_{m7} и U_{m12} упомянутых напряжений должны удовлетворять требованию:

$$U_{m12} \leq 0,5 U_{m7} \quad (1)$$

При условии (1) не будет моментов времени, когда бы u_{12} превышало u_7 , вследствие чего элемент времени 19 на выходе схемы сравнения не будет производить отсчеты и пуль-индикатор 21 сработать не может. Таким образом, в режиме трехфазного тока у исполнительного реле чувствительность понижена, поскольку параллельно его обмотке 14 через размыкающий контакт пуль-индикатора подсоединен резистор 22.

В режиме двухфазного тока, если ток в одном трансреакторе отсутствует, а токи в двух других равны по величине и противоположны по фазе, возникают промежутки времени, когда напряжение u_{12} превышает u_7 . Без подсоединения конденсатора 13 параллельно резисторам 12 и 11, т. е. только на одном входе схемы сравнения, было бы невозможно возникновение упомянутых промежутков времени, в чем и состоит отличительный признак устройства. Когда $u_{12} > u_7$, элемент времени 19 производит отсчеты, и, если такой промежуток времени превышает заданный, срабатывает пульс-индикатор 21, отключая своим контактом 21 шунтирующий резистор 22 от обмотки 14 исполнительного реле.

Таким образом, в режиме двухфазного тока нуль-индикатор делает исполнительное реле более чувствительным. Аналогичное повышение чувствительности происходит и при однофазном токе. Повышенная чувствительность при двухфазном токе требуется для защиты электродвигателя в случае обрыва одной фазы, а также для создания в трехфазной защите с одним реле одинаковой чувствительности к трехфазным и двухфазным повреждениям или для получения повышенной чувствительности к двухфазным.

Анализ устройства начнем с первой упрощенной комплексной математической модели, у которой модели промежуточных трансреакторов содержат только эквивалентные синусоидальные э. д. с., пропорциональные первичным токам, а модель трехфазного устройства характеризуется следующими упрощениями:

пренебрегаем сопротивлениями обмотки 14 и резистора 22;

все диоды принимаем идеальными, т. е. используем один из видов кусочно-линейной аппроксимации характеристики диода;

конденсатор 13 берем с очень большой емкостью, а в параллельную ветвь вводим, кроме резистора 12, весь резистор 11;

принимаем для элемента временей 19 нулевой порог чувствительности.

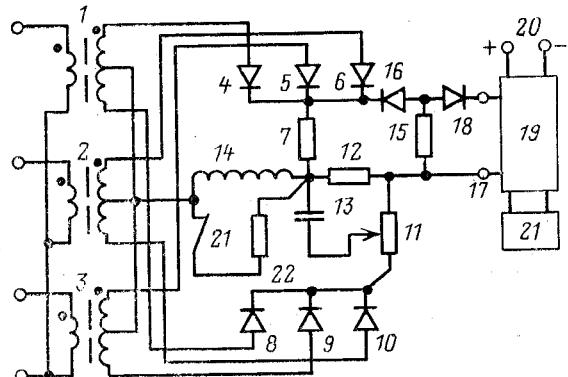


Рис. 1. Принципиальная схема трехфазного устройства для защиты электроустановок.

1, 2, 3 — промежуточные трансракторы; 4, 5, 6 — первая группа диодов; 7 — реистор; 8, 9, 10 — вторая группа диодов; 11, 12 — резисторы; 13 — конденсатор; 14 — обмотка исполнительного реле, которое может быть электромагнитным токовым; 15 — резистор; 16, 18 — диоды; 17, 18 — зажимы; 19 — элемент времени с транзистором и конденсатором; 20 — зажимы, подсоединяемые к источнику постоянного стабилизированного напряжения; 21 — пульс-индикатор; 22 — резистор.

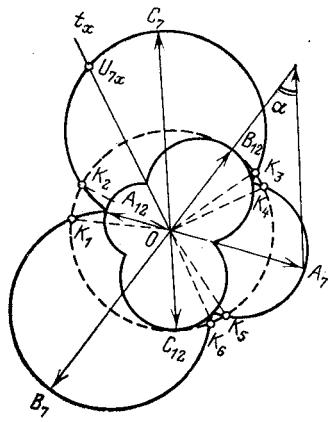


Рис. 2. Временная диаграмма в полярных координатах для первой математической модели устройства по рис. 1.

Для анализа используем временные диаграммы в полярных координатах [Л. 5]. На рис. 2 в выбранном масштабе векторы $\overline{A_7O}$, $\overline{B_7O}$, $\overline{C_7O}$ равны амплитудам напряжения u_7 , а участки окружностей, построенных на этих векторах, совместно представляют график мгновенного значения напряжения u_7 на резисторе 7. Для определения, например, напряжения u_{7x} в момент t_x необходимо умножить на масштаб напряжений величину отрезка $\overline{u_{7x}O}$, который временная диаграмма отмечает на оси времени t , вращающейся с угловой скоростью ω по часовой стрелке. Аналогично векторы $\overline{A_{12}O}$, $\overline{B_{12}O}$, $\overline{C_{12}O}$ равны амплитудам напряжения u_{12} при отсутствии конденсатора 13, а пунктирная окружность с центром в начале координат O изображает напряжение $u_{12}^{(1)}$ при бесконечно большой емкости конденсатора 13 и остальных условиях первой математической модели.

Как видно из рис. 2, напряжение $u_{12}^{(1)}$ превышает напряжение u_7 на протяжении углов, обозначаемых

$$\angle K_1OK_2 = \beta_1; \angle K_3OK_4 = \beta_2 = \angle K_5OK_6 = \beta_3. \quad (2)$$

Равенство углов по (2) объясняется тем, что векторы $\overline{A_7O}$, $\overline{B_7O}$, $\overline{C_7O}$ образуют равнобедренный треугольник с углом α между равными сторонами (так выбрано с целью упрощения анализа). Соотношения (рис. 2):

$$\left. \begin{aligned} \angle C_7OK_2 &= \angle C_7OK_3 = \angle B_7OK_6 = \angle B_7OK_1 = 60^\circ; \\ \angle A_7OK_4 &= \angle A_7OK_5 = \arccos \frac{0,5U_{m6}}{U_{mm}} = \mu, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где U_{m6} , U_{mm} — амплитуды большего и меньшего из векторов $\overline{A_7O}$, $\overline{B_7O}$, $\overline{C_7O}$, имеют место при знаке равенства в выражении (1).

Учитывая (2) и (3) и другие соотношения на рис. 2, получаем:

$$\beta_1 = 60^\circ - \alpha; \quad (4)$$

$$\beta_2 = \beta_3 = 30^\circ + \frac{\alpha}{2} - \mu. \quad (5)$$

Когда угол μ становится равным нулю, углы β_2 и β_3 сливаются в общий, определяемый как

$$\beta_\Sigma = \beta_2 + \beta_3 = 60^\circ + \alpha. \quad (6)$$

Уравнение (6) имеет место при $0 \leq \alpha \leq 29^\circ$, уравнение (5) — при $29^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$, уравнение (4) — при $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$. Построение временной диаграммы в полярных координатах аналогично рис. 2 для области $60^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ показывает, что здесь напряжение $u_{12}^{(1)}$ превышает u_7 на двух промежутках, определяемых по уравнению (5).

На рис. 3 представлены графики узлов по (4)–(6); по оси абсцисс отложено отношение U_{mt}/U_{mp} , где U_{mp} — амплитуды равных напряжений, а U_{mt} — амплитуда третьего напряжения, когда их векторы составляют равнобедренный треугольник.

Упомянутые величины связаны с углом α (график 4 на рис. 3) следующим равенством:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{U_{mt}}{2U_{mp}}. \quad (7)$$

Определяющей величиной является максимальный из углов β_1 , β_2 , β_3 . График этого максимального угла, показанный на рис. 3 в пунктире, выше соответствующих участков, достаточно близок к двум отрезкам прямых, если отношение U_{mt}/U_{mp} изменяется в пределах от 0,53 до 1, а затем от 1 до 1,47; тангенсы наклона прямых почти одинаковы по величине и противоположны по знаку.

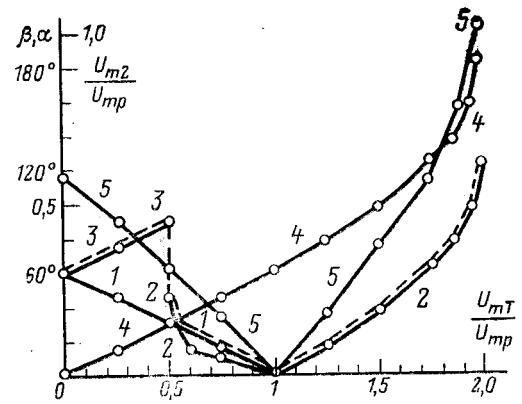


Рис. 3. Графики углов β — промежутков превышения напряжения $u_{12}^{(1)}$ над u_7 в первой математической модели устройства по рис. 1.

1 — угол β_1 ; 2 — угол $\beta_2 = \beta_3$; 3 — угол $\beta_\Sigma = \beta_2 + \beta_3$; 4 — угол α между равными сторонами в равнобедренном треугольнике векторов питающего напряжения; 5 — относительное значение модуля составляющей отрицательной последовательности.

В упомянутых пределах функциональная зависимость максимального угла аналогична графику 5, изображающему функцию модуля составляющей отрицательной последовательности U_{m2} , отнесенного к U_{mp} .

$$\frac{U_{m2}}{U_{mp}} = \frac{1}{3} \left[\frac{U_{mt}}{U_{mp}} - 2 \sin \left(60^\circ - \frac{\alpha}{2} \right) \right]. \quad (8)$$

Аналогично отнесенный модуль составляющей положительной последовательности U_{m1} представлен уравнениями:

$$\frac{U_{m1}}{U_{mp}} = \frac{1}{3} \left[\frac{U_{mt}}{U_{mp}} + 2 \sin \left(60^\circ + \frac{\alpha}{2} \right) \right]; \quad (9)$$

$$\frac{U_{m1}}{U_{mp}} = \frac{1}{3} \left[\frac{U_{mt}}{U_{mp}} + 2 \sin \left(120^\circ - \frac{\alpha}{2} \right) \right], \quad (10)$$

где (9) справедливо для $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$, а (10) — для $60^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$.

Таким образом, анализ первой упрощенной комплексной математической модели доказывает, что срабатывание нуль-индикатора 21 зависит только от угла между несимметричными трехфазными токами, если порог чувствительности элемента времени 19 относительно мал. Это хорошо, поскольку нуль-индикатор, настроенный из условий, например, относительно больших токов короткого замыкания на зажимах электродвигателя в конце линии, будет также чувствителен к малым токам при витковом коротком замыкании в электродвигателе. Такой новый технический эффект позволяет мириться с необходимостью иметь в устройстве сравнительно сложный элемент времени 19.

Составим вторую математическую модель, которая будет отличаться от первой только учетом активных сопротивлений: r_t — у обмотки промежуточного трансреактора, r_{14} — у обмотки исполнительного реле 14 с учетом резистора 22, r_b — у диода в проводящем направлении. Общее сопротивление R , включенное последовательно с конденсатором 13, составит

$$R = r_t + r_{14} + r_b + \lambda r_{11}, \quad (11)$$

где r_{11} и λ — сопротивление резистора 11 и его доля, не зашунтированная конденсатором 13. Сопротивление, параллельное этому конденсатору, обозначим R_b .

$$R_b = r_{12} + (1 - \lambda) r_{11}. \quad (12)$$

Если $\lambda = 0$ и R мало по сравнению с R_b , то вторую математическую модель можно не рассматривать, полагая $R \approx 0$.

Для анализа второй модели выберем известный приближенный графо-аналитический метод расчета выпрямителей с емкостной реакцией нагрузки [Л. 6]. Однако в нашем случае питающее трехфазное напряжение несимметрично и поэтому требуется обобщение. Поскольку в упомянутом методе емкость конденсатора принята очень большой, предполагаем, что несмотря на различные амплитуды фаз питающего напряжения и различные промежутки между этими амплитудами,

на конденсаторе устанавливается напряжение, одинаковое в течение всего периода. При этом среднее значение тока через параллельное конденсатору сопротивление равно сумме средних значений токов, поступающих за период через диоды 8—10. На основании такого интегрального соотношения и с учетом [Л. 6] составлены два уравнения:

$$2\pi \frac{U_{13}}{R_h} = 2 \frac{U_{13}}{R} [F_A + F_B + F_C]; \quad (13)$$

$$U_{13} = U_{mA} \cos \psi_{1A} = U_{mB} \cos \psi_{1B} = U_{mC} \cos \psi_{1C}, \quad (14)$$

где U_{mA} , U_{mB} , U_{mC} — амплитуды эквивалентных э. д. с. питающего несимметричного напряжения; U_{13} — постоянное напряжение на конденсаторе 13 в предположении, что оно меньше любой из упомянутых амплитуд (другие условия рассмотрены дальше); ψ_{1A} , ψ_{1B} , ψ_{1C} — отсчитанные от амплитуд углы отсечки, при которых возникают и прекращаются токи соответственно через диоды фаз A , B , C ; F_A , F_B , F_C — зависящие от соответствующих углов отсечки функции типа

$$F = (\lg \psi) - \psi. \quad (15)$$

Для удобства согласно (15) строится график. Напряжение U_{13} оставлено в (13) только для показа соответствия между этим уравнением и исходным интегральным соотношением.

Уравнения (13)–(15) целесообразно решать методом итераций и в качестве исходного приближения взять соотношения:

$$F_A^{(1)} = F_B^{(1)} \frac{U_{mA}}{U_{mB}}; \quad F_C^{(1)} = F_B^{(1)} \frac{U_{mC}}{U_{mB}}, \quad (16)$$

где предполагается, что U_{mB} большая из амплитуд.

Определив из (16) и (13) функцию $F_B^{(1)}$, находим по (15) соответствующий угол отсечки $\psi_{1B}^{(1)}$. Далее по (14) вычисляем углы отсечки $\psi_{1A}^{(1)}$, $\psi_{1C}^{(1)}$, получая таким образом первое приближение углов отсечки. Затем начинаем второй шаг итераций: используя найденные в первом приближении углы отсечки, определяем отношения $F_A^{(2)}/F_B^{(2)}$ и $F_C^{(2)}/F_B^{(2)}$, которые учитываем при вычислении согласно (13) второго приближения $F_B^{(2)}$ и т. д.

В процессе итераций также используем (14) для определения соответствующих приближений напряжения на конденсаторе 13, и если оно оказывается больше амплитуды какой-либо фазы питающего напряжения, то последняя выбывает из рассмотрения, а уравнения (13) и (14) пересоставляются на две питающие фазы. В конце итераций получаем напряжение $U_{13}^{(2)}$ и затем находим соответствующее напряжение $U_{12}^{(2)}$ на резисторе 12:

$$U_{12}^{(2)} = U_{13}^{(2)} \frac{r_{12}}{r_{12} + (1 - \lambda) r_{11}}. \quad (17)$$

Напряжение $U_{12}^{(2)}$ удобно нанести на временную диаграмму в полярных координатах (рис. 2) в виде дуг окружности с центром в начале координат.

Далее рассматриваем третью математическую модель, отличающуюся от второй тем, что вместо предположения об очень большой емкости конденсатора 13 учитывается действительное отношение сопротивлений R_h и x_{13}

$$x_{13} = \frac{1}{\omega C_{13}}; \quad \frac{R_h}{x_{13}} = R_h \omega C_{13} = \omega t. \quad (18)$$

Для такого учета воспользуемся зависимостью:

$$\omega t = 0 \quad 1 \quad 2 \quad 3 \quad 4 \quad 5 \quad 6 \quad \infty$$

$$k_p = \frac{U_{kp}}{U_m} \quad 0 \quad 0,707 \quad 0,816 \quad 0,867 \quad 0,895 \quad 0,914 \quad 0,928 \quad 1$$

Здесь U_{kp} — мгновенное значение питающего напряжения (с амплитудой U_m) в тот момент, когда ток через диод становится равным нулю и конденсатор начинает разряжаться на параллельное сопротивление. Эта зависимость получена для схемы, в которой равно нулю последовательно включенное сопротивление, определяемое, например, по (11). Если же у нас $R \neq 0$, будем находить аналогичные начальные разряд-

ные напряжения $u_{13p}^{(3)}$ по уравнению

$$u_{13p}^{(3)} = k_p k_a U_{13}^{(m2)}; \quad k_a = 1 + k_{a0} \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega t} \right). \quad (19)$$

В (19) коэффициент k_a для напряжения на сопротивлении R_h приближенно дает отношение амплитуды к среднему значению, когда ωt изменяется от бесконечности до нуля; коэффициент k_{a0} , если условия близки к двухфазному однополупериодному выпрямлению, равен 0,36 и 0,13 — если близки к трехфазному.

Далее по уравнению типа (17) определяем $u_{12p}^{(3)}$ — напряжение на резисторе 12 в момент начала разряда конденсатора 13. Затем находим значения напряжения $u_{12}^{(3)}$ в интересующие нас моменты t_{k1} и t_{k2} , когда напряжение $u_{12}^{(3)}$ начинает и заканчивает превышать u_1 , образуя угол превышения β_1 , например:

$$u_{12k1}^{(3)} = u_{12p}^{(3)} \exp \left[- \frac{\omega (t_{k1} - t_p^{(3)})}{\omega t} \right], \quad (20)$$

где $t_p^{(3)}$ — момент времени, соответствующий напряжению $u_{12p}^{(3)}$.

Уравнение (20) решаем методом итераций, причем в качестве исходного приближения берем на временной диаграмме в полярных координатах (рис. 2) значение $t_{k1}^{(1)}$ по данным первой математической модели или $t_{k1}^{(2)}$ по данным второй модели.

Для определения погрешности, которая возникает при использовании первой, второй и третьей математическими моделями, целесообразно еще проанализировать четвертую модель, которая отличается от третьей тем, что напряжение $u_{12}^{(4)}$ в установившемся режиме определяется более точно методом припасовывания, как при анализе переходного процесса. Если еще учитывать реальный порог чувствительности элемента времени 19, то четвертую модель можно назвать практически полной. Для сокращения объема вычислений целесообразно исходной точкой расчета установившегося режима четвертой модели принять на начало переходного процесса, а точку $[u_{13p}^{(3)}, t_p^{(3)}]$, полученную при расчете третьей модели. Подобный итерационный прием показан в [Л. 7].

Из рассмотренного примера видно, что первая упрощенная модель удобна для получения общей картины условий срабатывания устройства, вторая и третья в разной мере неполные модели при дополнительном учете реального порога чувствительности у элемента времени необходимы для выбора установок в конкретных условиях, а четвертая кусочно-линейаризованная модель позволяет оценить погрешности при использовании более простыми математическими моделями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тиммерманис К. А. Выбор структуры и разработка основных узлов математической модели для испытания защитных реле в переходных режимах с учетом несинусоидальности вторичного переходного тока. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Рига, 1972. 29 с. (РПИ).

2. Новаш В. И. Математические модели для исследования переходных процессов и оценки поведения устройств релейной защиты. Автореф. дис. на соиск. ученой степени доктора техн. наук. Минск, 1973. 37 с. (БПИ).

3. Бахвалов Н. С. Численные методы. М., Наука», 1975, т. 1. 631 с.

4. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968. 267 с.

5. Березовский А. Ф. Использование временных диаграмм в полярных координатах для расчета полупроводниковых реле. — «Электричество», 1971, № 9, с. 87—89.

6. Рогинский В. Ю. Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. М., «Связь», 1972, 360 с.

7. Березовский А. Ф. Об одном итерационном приеме для расчета установившегося режима в цепях с мостовым выпрямителем. Сборник научных трудов Ярославского политехнического института. Электротехника. Ярославль, 1974, вып. 2, с. 109—114.

Границы прерывистого тока вентильных преобразователей

ОРЕЩЕНКО Р. А.

Новокузнецк

Исследованию работы m -фазных вентильных преобразователей в зоне прерывистого тока и определению границ зоны посвящены работы [Л. 1—6]. В [Л. 1—4] рассматриваются преобразователи без шунтирующего вентиля в нагрузке, в [Л. 5 и 6] — преобразователи с шунтирующим вентилем.

Общим недостатком указанных работ является неудачный выбор нормирования тока нагрузки I преобразователя. В [Л. 1, 3—6] за базовое принимается значение U_m/R , в [Л. 2] — $\frac{U_m}{\omega L}$,

где U_m , ω — амплитудное значение и круговая частота напряжения фазы; R , L — активное сопротивление и индуктивность цепи нагрузки. Как в первом, так и во втором случае принятное нормирование тока нагрузки не позволяет построить в одних и тех же координатах границы зоны прерывистого тока преобразователя для полного диапазона изменения угла нагрузки $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$. Указанного недостатка можно избежать, если относительное значение тока нагрузки принять

$$i = \frac{I \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}{U_m}. \quad (1)$$

В указанных работах рассматриваются преобразователи, имеющие узкий импульс управления вентилями, в которых на угол управления α_0 , отсчитываемый от начала синусоиды фазного напряжения, вводится ограничение $\alpha_0 \geq \arcsin \varepsilon$, где $\varepsilon = \frac{E}{U_m}$ — относительное значение э. д. с. двигателя. Указанное ограничение приводит к увеличению зоны прерывистого тока, особенно для малых значений m , т. е. границы прерывистого тока, полученные в [Л. 1—6], представляют собой только участок искомой границы.

Настоящая статья посвящена определению границ зоны прерывистого тока m -фазных преобразователей, имеющих широкий импульс управления, ширина которого в общем случае равна $\frac{2\pi}{m}$. Граница зоны прерывистого тока преобразователя с узким импульсом управления может быть получена как частный случай соответствующей границы преобразователя с широким импульсом.

Анализ проводится в относительных единицах i , ε и $\tau = \omega t$ (относительное время) при следующих допущениях: вентильный преобразователь имеет m -фазную нулевую схему (вентильные преобразователи, имеющие мостовые схемы, могут быть приведены к соответствующей нулевой схеме);

вентили нулевой схемы, в том числе и шунтирующий вентиль в нагрузке, принимаются идеальными: внутреннее падение напряжения и обратный ток равны нулю;

полное сопротивление сети на стороне переменного тока равно нулю, т. е. ток нагрузки переходит с одного вентиля на другой мгновенно; это допущение является справедливым в зоне прерывистого тока вентильного преобразователя; не учитывается изменение э. д. с. двигателя в течение интервала дискретности преобразователя, равного $\frac{2\pi}{m}$ для относительного времени.

Для принятых допущений и начальных условий $i(0) = i_0$ мгновенное значение тока преобразователя определяется уравнениями:

$$i(\tau) = \left[i_0 + \frac{\varepsilon}{\cos \theta} - \sin(\alpha_0 - \theta) \right] e^{-\tau \operatorname{ctg} \theta} + \frac{\sin(\tau + \alpha_0 - \theta) - \frac{\varepsilon}{\cos \theta}}{1 - \frac{\varepsilon}{\cos \theta}}; \quad (2)$$

$$i(\tau) = i_0 + \cos \alpha_0 - \cos(\tau + \alpha_0) - \varepsilon \tau.$$

В (2) и далее второе уравнение соответствует $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Интегрируя уравнения (2) в пределах от 0 до λ , где λ — угловая продолжительность импульса тока, и деля на интер-

вал дискретности преобразователя, получим среднее значение тока нагрузки:

$$i_c = \frac{m}{2\pi \cos \theta} \left[2 \sin \frac{\lambda}{2} \sin \left(\frac{\lambda}{2} + \alpha_0 \right) + (i_0 - i_k) \sin \theta - \varepsilon \lambda \right];$$

$$i_c = \frac{m}{2\pi} \left[\lambda i_0 + \lambda \cos \theta - 2 \sin \frac{\lambda}{2} \times \right. \\ \left. \times \cos \left(\frac{\lambda}{2} + \alpha_0 \right) - \varepsilon \frac{\lambda^2}{2} \right], \quad (3)$$

где i_k — значение функции (2) при $\tau = \lambda$, а λ определяется для заданных величин α_0 , θ , ε и i_0 из уравнений:

$$\sin(\lambda + \alpha_0 - \theta) - \frac{\varepsilon}{\cos \theta} = e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta} \times \\ \times \left[\sin(\alpha_0 - \theta) - \frac{\varepsilon}{\cos \theta} - i_0 \right];$$

$$i_0 + \cos \alpha_0 = \cos(\lambda + \alpha_0) + \varepsilon \lambda. \quad (4)$$

Уравнения линии границы, разделяющей зоны непрерывного и прерывистого токов в координатах i_c (ось абсцисс), ε (ось ординат), представляют собой уравнения, связывающие величины i_c , ε для заданных значений m , θ , $\lambda = \frac{2\pi}{m}$, и в общем случае имеют вид (3). При наличии двух участков в импульсе тока среднее значение тока нагрузки преобразователя равно сумме средних значений токов на участках.

Преобразователи без шунтирующего вентиля в нагрузке. Анализ эпюр напряжения и тока нагрузки для инверторного режима работы $\varepsilon < 0$ показывает, что линия границы представляет собой прямую, параллельную оси ординат, для $\varepsilon < -\varepsilon_4$ в преобразователях с узким импульсом и для $\varepsilon < -\varepsilon_1$ в преобразователях с широким импульсом. Анализ эпюр выпрямительного режима работы показывает, что линия границы представляет собой прямую, параллельную оси ординат, для $\varepsilon > \varepsilon_2$ в преобразователях с узким импульсом управления и для $\varepsilon > \varepsilon_3$ в преобразователях с широким импульсом. Величинам ε_1 , ε_2 , ε_3 , ε_4 соответствуют углы управления

$$\alpha_0 = \pi \frac{3m-2}{2m}, \quad \alpha_0 = \arcsin \varepsilon_2, \quad \alpha_0 = \pi \frac{m-2}{m},$$

$$\alpha_0 = 2\pi \frac{m-1}{m} - \arcsin \varepsilon_4. \quad \text{Для } \theta > 0 \quad \varepsilon_3 > \varepsilon_2, \quad \text{поэтому пре-}$$

образователи с широким импульсом управления имеют несколько меньшую зону прерывистого тока, особенно для малых значений m .

Преобразователи с шунтирующим вентилем в нагрузке. Линии границы, разделяющие зоны непрерывного и прерывистого токов преобразователей с шунтирующим вентилем и без него совпадают для $\alpha_0 \leq \pi \frac{m-2}{m}$. Для $m \geq 3$

углу управления $\alpha_0 = \pi \frac{m-2}{m}$ соответствует величина ε_5 , которая определяется из уравнений (4) при подстановке в (4) $i_0 = 0$, $\lambda = \frac{2\pi}{m}$, $\alpha_0 = \pi \frac{m-2}{m}$. Для $m = 2$ величина ε_5 соответствует $\alpha_0 = 0$, следовательно, $\varepsilon_5 = \varepsilon_3$ и общий участок линии границы стягивается в точку.

В преобразователях с узким импульсом управления $\alpha_0 \geq \arcsin \varepsilon$, поэтому для точек, лежащих выше $\varepsilon_5 = \sin \alpha_0$ линия границы представляет собой прямую, параллельную оси ординат. Для $m \geq 3$ $\varepsilon_5 = \varepsilon_2$. Для $\varepsilon < \varepsilon_5$ импульс тока нагрузки, соответствующий линии границы, состоит из двух участков, длины которых равны

$$\lambda_{10} = \pi - \alpha_0, \quad \lambda_{20} = \frac{2\pi}{m} - \lambda_{10} = \frac{2\pi}{m} + \alpha_0 - \pi.$$

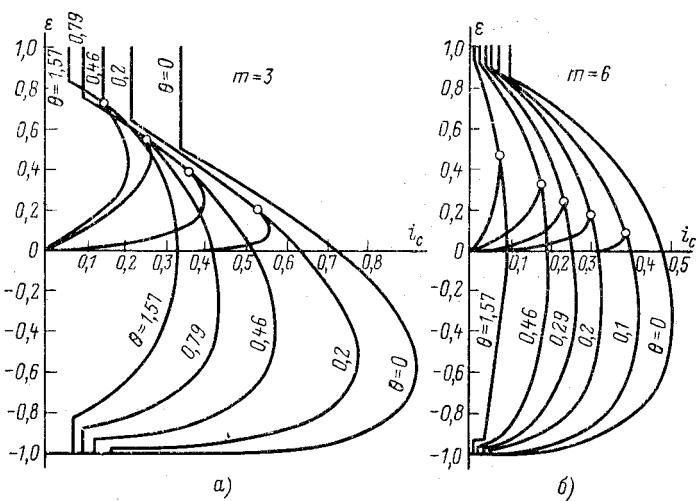


Рис. 1.

Среднее значение тока первого участка определяется уравнениями (3) при подстановке $i_0=0$, $\lambda=\lambda_0$ и значении функции (2) при подстановке $i_0=0$ и $\tau=\lambda_0$. Среднее значение второго участка, когда ток нагрузки протекает через шунтирующий вентиль, определяется уравнениями (3), если в последних функции синуса и косинуса, за исключением $\sin \theta$, $\cos \theta$, привязать к нулю и подставить $i_0=0$, $\lambda=\lambda_0$, а вместо i_0 подставить значение i_k первого участка.

На рис. 1 для $m=3, 6$ в соответствии с уравнениями, полученными выше, построены в координатах i_c, e для ряда значений θ границы прерывистого тока вентильных преобразователей. Указанные кривые могут быть построены для любого требуемого числа m . Отмеченные точки линии

границы соответствуют значению ε_5 . Линии, соединяющие точку ε_5 с началом координат, соответствуют преобразователю с шунтирующим вентилем в нагрузке. Линии, расположенные ниже точки ε_5 , принадлежат преобразователю без шунтирующего вентиля; расположенные выше точки ε_5 являются общими как для преобразователей с шунтирующим вентилем, так и без него. Линии границы II и III квадрантов симметричны относительно начала координат кривым IV и I квадрантов.

Сравнение кривых рис. 1 с кривыми границ прерывистого тока, полученными в [Л. 1-6] показывает, что нормирование тока в соответствии с (1) позволило получить более компактные и удобные для практических расчетов семейства границ прерывистого тока. Кроме того, принятное нормирование тока в отличие от нормирования, принятого в [Л. 1-6] позволяет строить семейства границ прерывистого тока для полного диапазона изменения угла нагрузки θ .

На рис. 2 в функции угла θ приведены кривые $\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_2}$ (сплошные линии) и ε_5 (пунктирные линии). Анализ изменения отношения $\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_2}$ показывает, что применение широкого импульса управления для $m=2$ и 3 позволяет в среднем по отношению к θ расширить диапазон регулирования скорости в зоне непрерывного тока соответственно на 25 и 9%.

сообразно только для преобразователей с $m=2$ и 3. Применение широкого импульса управления для $m=2$ и 3 позволяет в среднем по отношению к θ расширить диапазон регулирования скорости в зоне непрерывного тока соответственно на 25 и 9%.

Анализ изменения ε_5 (пунктир на рис. 2) показывает, что эффективность применения шунтирующего вентиля в нагрузке для целей уменьшения зоны прерывистого тока резко падает с ростом m и уменьшением угла нагрузки θ . Например, для $m=6$ и 12 шунтирующий вентиль целесообразно применять только в том случае, если диапазон регулирования скорости будет относиться в среднем к θ , как 1:4 и 1:6. Особенно эффективно применение шунтирующего вентиля для $m=2$, так как в этом случае $\varepsilon_5=\varepsilon_3$.

Кривые рис. 1, 2 позволяют оперативно решать вопросы выбора величин, m , θ , а также обосновать применение широкого импульса управления и шунтирующего вентиля из условия работы вентильного электропривода в зоне непрерывного тока нагрузки для заданных диапазонов изменения скорости и статического момента.

Обычно расчет индуктивности L цепи нагрузки проводится [Л. 7] при условии $\theta=1,57$, т. е. активное сопротивление R цепи нагрузки полагается равным 0. Естественно, что такой подход к расчету вносит дополнительную погрешность.

Для заданных величин тока нагрузки и ε относительное значение индуктивности нагрузки, обеспечивающей начально непрерывный ток, определяется по формуле

$$L_0 = \frac{L}{L_2} = \frac{i}{i_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \cot^2 \theta}}, \quad (5)$$

где L_1 — индуктивность, соответствующая начально непрерывному току нагрузки при условии $R=0$; i , i_1 — относительные значения тока нагрузки, определяемые соответственно по уравнениям (1) и $i_1 = \frac{I_0 L}{U_m}$.

На рис. 2 построены функции L_0 (штрих-пунктирные линии), которые строились в соответствии с уравнением (5), где i , i_1 для заданного значения ε определялись с помощью кривых рис. 1.

Анализ кривых изменения L_0 показывает, что расчет индуктивности цепи нагрузки без учета активного сопротивления в [Л. 7] приводит к завышенным значениям L . Погрешность расчета растет (особенно резко для малых значений m) с уменьшением θ . При прочих равных условиях погрешность расчета возрастает с увеличением ε (уменьшением угла управления). Кроме того, для $m=6, 12$ при $0 \leq \varepsilon \leq 0,8$ расчет индуктивности цепи нагрузки в соответствии с [Л. 7] обеспечивает погрешность не более 5% только для $\theta > 1$. Для $m=2, 3$ уже при небольших отличиях θ от 1,57 указанный расчет приводит к погрешностям, значительно превышающим 5%. Поэтому в этих случаях индуктивность нагрузки следует определять с помощью кривых рис. 1, что исключает необоснованное увеличение габаритов стягивающего реактора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентильных систем. М., Изд-во АН СССР, 1963. 220 с.
2. Соколов М. М., Исаченко В. Х. Построение внешних характеристик тиристорного преобразователя в области прерывистых токов. — «Электротехника», 1970, № 7, с. 31—34.
3. О режиме прерывистых токов в вентильных преобразователях непрерывных листовых станов горячей прокатки. Труды V Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 94—98. Авт.: М. Г. Чиликин, В. П. Бычков, П. И. Чурсин и др.
4. Богданов Б. В. К вопросу об установившихся режимах вентильных электроприводов с трехфазными мостовыми преобразователями. — Изв. вузов. Электромеханика, 1973, № 9, с. 989—992.
5. Орлова Р. Г. Границные условия непрерывного тока в тиристорном электроприводе. — «Электричество», 1968, № 7, с. 62—66.
6. Арутюнян Р. Т., Коссов О. А. Статические характеристики тиристорного электропривода постоянного тока. — «Электричество», 1965, № 12, с. 58—63.
7. Справочник по проектированию электропривода, силовых и осветительных установок. Под ред. Я. М. Большама, В. И. Круповича, М. Л. Самовера. М., «Энергия», 1974. 727 с.

[20.7.1976]

Параметры и допустимые нагрузки схем с групповым соединением вентиляй

Канд. техн. наук ГОЛЬДШТЕИН М. Е.

Челябинский политехнический институт

При проектировании преобразователей их параметры выбираются так, чтобы температура полупроводниковой структуры (ТПС) ни одного из вентиляй не превышала допустимого значения $\theta_{\text{доп}}$. Температура полупроводниковой структуры вентиля превышает температуру охладителя на $\theta_p = R\bar{P}$, где P — потери мощности в вентиле и R — его тепловое сопротивление. Мощность при кусочно-линейной аппроксимации прямой ветви вольт-амперной характеристики вентиляй

$$P = Iu_n + K^2 \Phi I^2 r, \quad (1)$$

где I и $K^2 \Phi$ — соответственно среднее за период значение тока, протекающего через вентиль, и коэффициент формы этого тока; r и u_n — динамическое сопротивление и пороговое напряжение, определяющие прямую ветвь вольт-амперной характеристики вентиля.

Параметры вентиляй, из которых комплектуется преобразователь, случайны. Следовательно, случайными являются токи вентиляй при их групповом соединении, рассеиваемые ими мощности и их ТПС. Поэтому обеспечить, чтобы ТПС ни одного из вентиляй не превышала допустимую величину, можно только с определенной вероятностью, которая накладывает ограничение на соотношение между математическим ожиданием $m(\theta)$ и дисперсией $D(\theta)$ ТПС вентиляй¹:

$$\theta_{\text{max}} = m(\theta) + \psi \sqrt{D(\theta)} \leq \theta_{\text{доп}}. \quad (2)$$

Здесь $m(\theta) = \theta_0 + m(\theta_p) = \theta_0 + m(R)m(P)$; $D(\theta) = m^2(R)D$; ψ — коэффициент, зависящий от вида функции распределения ТПС и нормированного значения вероятности достижения допустимой ТПС.

При этом температура θ_p не должна превышать допустимую $(\theta_p)_{\text{доп}}$.

$$m(\theta_p) + \psi \sqrt{D(\theta_p)} \leq (\theta_p)_{\text{доп}}. \quad (3)$$

Изменяя диапазон тепловых сопротивлений и классификационных падений напряжения вентиляй, из которых комплектуется преобразователь, и применяя специальные схемы выравнивания их токов [Л. 1 и 2], можно влиять на числовые характеристики функций распределения токов вентиляй [Л. 3 и 4], рассеиваемых в них мощностей и их ТПС [Л. 5]. Уменьшая дисперсию этих величин, можно увеличить допустимый ток группы вентиляй, не нарушая при этом неравенства (3).

В [Л. 5] выполнен анализ этого неравенства, но только для схемы выравнивания токов без взаимоиндуктивных связей при прямоугольной форме вентильного тока и без учета влияния магнитных полей и активных сопротивлений сборных шин преобразователя на токораспределение в нем. Однако в преобразователях большой мощности магнитные поля сборных шин оказывают существенное влияние на токораспределение; в ряде случаев схема выравнивания токов без взаимоиндуктивных связей по технико-экономическим показателям (потерям в делителе тока, расходу меди) уступает схемам с магнитными связями между параллельными ветвями. В статье рассматривается метод определения параметров и нагрузки схем с групповым соединением вентиляй, примененный к различным схемам выравнивания токов, работающим как в нормальном режиме, так и при обрывах параллельных ветвей, и учитывающий влияние магнитных полей и активных сопротивлений сборных шин на токораспределение в преобразователе.

Первоначально на основе анализа электромагнитных процессов в группе параллельно и последовательно включенных вентиляй находятся числовые характеристики функций распределения их токов небаланса. Затем исследуются функции

¹ В статье приняты следующие обозначения:

буквы m , D , K перед какими-либо параметрами означают математическое ожидание, дисперсию и корреляционный момент соответствующих параметров;

среднеарифметические для всей группы вентиляй значения параметров обозначаются чертой над соответствующим параметром (\bar{I} , \bar{U}_n , \bar{r}), а отклонение этих же параметров от среднеарифметических значений — буквой Δ (ΔI_k , ΔU_{nk} , Δr_k).

распределения мощностей, теряемых в вентилях и их ТПС, и на основе решения неравенства (3) устанавливается взаимосвязь между параметрами и допустимыми нагрузками схем с групповым соединением вентиляй.

Ток небаланса параллельных ветвей. Так как внутреннее сопротивление плеча преобразователя незначительно влияет на его ток, примем, что плечо (рис. 1) подключено к генератору тока \bar{I} (n — число параллельных ветвей в плече). В качестве независимых выберем контуры, состоящие из параллельных ветвей, участков сборных шин между этими ветвями и точками подвода тока к плечу и генератора тока \bar{I} . В таком случае задача сводится к определению токов параллельных ветвей.

Электромагнитные процессы в группе из n параллельных и s последовательных вентиляй характеризуются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^n i_j &= n\bar{I}, \\ \sum_{l=1}^c u_{nl} + i_j &= \sum_{l=1}^c r_{jl} + \sum_{k=1}^n M_{dk} \frac{di_k}{dt} + \\ &+ \sum_{k=1}^n M_{wjk} \frac{di_k}{dt} + \sum_{k=1}^n r_{wjk} i_k = u; \quad j = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь M_{dk} — взаимоиндуктивности индуктивных делителей тока между ветвями j и k ; M_{wjk} и r_{wjk} — собственные и взаимные индуктивности и активные сопротивления участков шин, входящих в независимые контуры j и k ; u — напряжение между точками подвода тока к плечу.

Представив параметры u_{nl} , r_{jl} , i_k в виде суммы соответствующих среднеарифметических значений и отклонений от них, пренебрегая бесконечно малыми величинами второго порядка малости и применив к системе уравнений (4) прямое преобразование Лапласа, запишем систему в виде

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^n \Delta i_j &= 0; \\ \sum_{k=1}^n M_{dk} p \Delta i_k + \bar{r} \Delta i_j &= - \frac{u_{nl}}{p} - \bar{I} \Delta r_j - p \Delta L_{wjk} \bar{I} + \\ &+ \Delta L_{wjk} \bar{I} - \Delta r_{wjk} \bar{I} + \sum_{k=1}^n M_{wjk} \Delta i_k; \quad j = 2, 3, \dots, n \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

при

$$\Delta L_{wjk} = \sum_{k=1}^n M_{wjk} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n M_{wjk}$$

и

$$\Delta r_{wjk} = \sum_{k=1}^n r_{wjk} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n r_{wjk}.$$

Решение системы (4) для тока Δi_k будет

$$\Delta i_k = \sum_{j=2}^n a_j \frac{B_{jk}^*}{pL|B^*|}.$$

Здесь элементы определителя $|B^*|$ обусловливаются матрицей коэффициентов при токах Δi_k левых частей уравнений (5).

При условии, что $M^*_{jk} = M_{jk}/L$; $x = -\bar{r}/pL$ (L — суммарная индуктивность обмоток делителя в одной параллельной ветви), эта матрица примет вид:

$$\| \mathbf{B}^* \| = \begin{vmatrix} 1 & 1 & \bullet \bullet \bullet & 1 \\ M^*_{21} & M^*_{22} - x & \bullet \bullet \bullet & M^*_{2n} \\ \bullet \dots \bullet & \dots & \bullet \bullet \bullet & \dots \bullet \\ M^*_{n1} & M^*_{n2} & \bullet \bullet \bullet & M^*_{nn} - x \end{vmatrix},$$

$|B^*_{jk}|$ — алгебраическое дополнение определителя $|B^*|$.

Таким образом, ток небаланса ветви k можно представить в виде суммы отдельных слагаемых, каждое из которых учитывает влияние одного из факторов, приводящих к отклонению токов параллельных ветвей от среднеарифметического значения

$$\Delta i_k = \Delta I_k (\Delta L_{\text{ш}}) + \Delta i_k (\Delta r_{\text{ш}}) + \Delta i_k (\Delta u_{\text{п}}) + \Delta i_k (\Delta r) + \Delta i_k (\Delta i_0).$$

Значения отдельных слагаемых этого выражения, записанные в операторной форме, и средние за период значения слагаемых тока небаланса в общем виде, а также для симметрических и остальных (несимметрических) схем выравнивания токов (к симметрическим отнесены схемы, в которых равны все взаимные индуктивности M_{djk}) приводятся в таблице. Суммарный ток плеча принят в виде прямолинейной трапеции.

Применяя к функции среднего за период значения тока небаланса ветви теоремы о числовых характеристиках линейных функций случайных аргументов, получаем:

$$m(\Delta I_k) = \Delta I_k [m(\Delta u_{\text{п}}), m(\Delta r), m(\Delta i_0)];$$

$$m(\Delta I_k) = \sum_{\alpha=1}^{\sigma} \left(\frac{\partial \Delta I_k}{\partial x_{\alpha}} \right)_m^2 \mathcal{A}(x_{\alpha}) + 2 \sum_{\alpha < \rho} \left(\frac{\partial \Delta I_k}{\partial x_{\alpha}} \right)_m \times$$

$$\times \left(\frac{\partial \Delta I_k}{\partial x_{\beta}} \right) K(x_{\alpha}, x_{\beta}),$$

где $x_{\alpha}, x_{\beta}, \dots, x_{\sigma}$ — различные случайные параметры вентиляй, влияющие на ток небаланса ΔI_k .

Определив соответствующие частные производные $\partial \Delta I_k / \partial x_{\alpha}$, находим:

$$m(\Delta I_k) = \Delta I_{\text{ш}k} = -\frac{\bar{I}}{r} \sum_{i=2}^n (\Delta L_{\text{ш}i} C_i + \Delta r_{\text{ш}i} G_i). \quad (6)$$

$$\mathcal{A}(\Delta I_k) = c \frac{\bar{I}^2}{r^2} G' \mathcal{A}(r) + c \frac{1}{r^2} W' \mathcal{A}(u_{\text{п}}) + V' \mathcal{A}(i_0) + \\ + 2c \frac{\bar{I}}{r^2} F' K(r, u_{\text{п}}). \quad (7)$$

Здесь
для несимметрических схем

$$W' = \frac{n-1}{n} \sum_{i=2}^n W^2_i - \frac{2}{n} \sum_{j=1}^{n-1} \sum_{i=j+1}^n W_i W_{j+1};$$

$$G' = \frac{n-1}{n} \sum_{i=2}^n G^2_i - \frac{2}{n} \sum_{j=2}^{n-1} \sum_{i=j+1}^n G_i G_{j+1};$$

Слагаемое Δi_k	Операторная форма записи	Выражение для определения среднего за период значения тока небаланса			
		$L = 0$	В общем виде	Схемы	
				симметрические	несимметрические
$\Delta i_k (\Delta L_{\text{ш}})$	$-\sum_{j=2}^n \Delta L_{\text{ш}j} (p\bar{I} - i_0) \times \frac{ B^*_{jk} }{pL B^* }$	0	$-\frac{\bar{I}}{r} \sum_{j=2}^n \Delta L_{\text{ш}j} c_j$	$c_j = \frac{\tau}{\sigma\gamma} (1 - e^{-\tau/\tau_j}) \times (1 - e^{-\sigma/\tau_j})$ при $j = k$ $c_j = 0$ при $j \neq k$	$c_j = \sum_{f=1}^{n-1} x_f N_{jk}(x_f) c_f$ $c_f = \frac{\tau_f}{\sigma\gamma} (1 - e^{-\tau_f/\tau_j}) \times (1 - e^{-\sigma/\tau_f})$
$\Delta i_k (\Delta r_{\text{ш}})$	$-\bar{I} \sum_{j=2}^n \Delta r_{\text{ш}j} \frac{ B^*_{jk} }{pL B^* }$	$-\bar{I} \frac{\Delta r_{\text{ш}k}}{r}$	$-\frac{\bar{I}}{r} \sum_{j=2}^n \Delta r_{\text{ш}j} G_j$	$G_j = 1 - \tau c_j$ при $j = k$ $G_j = 0$ при $j \neq k$	$G_j = \sum_{f=1}^{n-1} x_f N_{jk}(x_f) \times [1 - \tau_f c_f]$
$\Delta i_k (\Delta r)$	$-\bar{I} \sum_{j=2}^n \Delta r_j \frac{ B^*_{jk} }{pL B^* }$	$-\bar{I} \frac{\Delta r_k}{r}$	$-\frac{\bar{I}}{r} \sum_{j=2}^n \Delta r_j G_j$	$G_j = 1 - \tau c_j$ при $j = k$ $G_j = 0$ при $j \neq k$	$G_j = \sum_{f=1}^{n-1} x_f N_{jk}(x_f) \times [1 - \tau_f c_f]$
$\Delta i_k (\Delta u_{\text{п}})$	$-\sum_{j=2}^n \frac{\Delta u_{\text{п}j}}{p} \frac{ B^*_{jk} }{pL B^* } \times \frac{(\sigma + \gamma)}{T}$	$\frac{\Delta u_{\text{п}k}}{r} \times \frac{(\sigma + \gamma)}{T}$	$-\frac{1}{r} \sum_{j=2}^n \Delta u_{\text{п}j} W_j$	$W_j = \frac{\sigma + \gamma}{T} - V_j$ при $j = k$ $W_j = 0$ при $j \neq k$	$W_j = \sum_{f=1}^{n-1} N_{jk}(x_f) W_f$ $W_f = \frac{\sigma + \gamma}{T} - V_f$
$\Delta i_k (\Delta i_0)$	$\sum_{d=1}^n \sum_{j=2}^n M^*_{djk} \Delta i_{0d} \times \frac{ B^*_{jk} }{p B^* }$	0	$\sum_{d=1}^n \sum_{j=2}^n M^*_{djk} \Delta i_{0d} V_j$	$V_j = \frac{\tau}{T} \times (1 - e^{-\frac{\sigma+\gamma}{\tau}})$ при $j = k$ $V_j = 0$ при $j \neq k$	$V_j = \sum_{f=1}^{n-1} N_{jk}(x_f) V_f$ $V_f = \frac{\tau}{T} \left(1 - e^{-\frac{\sigma+\gamma}{\tau}} \right)$

Примечания: \bar{I} — среднее за период T значение тока i ; τ и σ — интервалы коммутации и проводимости (при $\tau=0$); $x_f = x_f t$; $t = L/r$ — постоянные времени делителя токов; x_f — собственные значения матрицы, образованной из матрицы $\| \mathbf{B}^* \|$ путем вычитания первого столбца из всех остальных;

$$N_{jk} = \frac{|B^*_{jk}|}{x_f |B^*(x_f)|}.$$

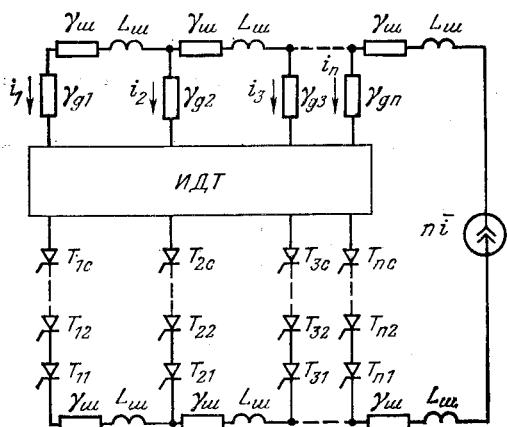
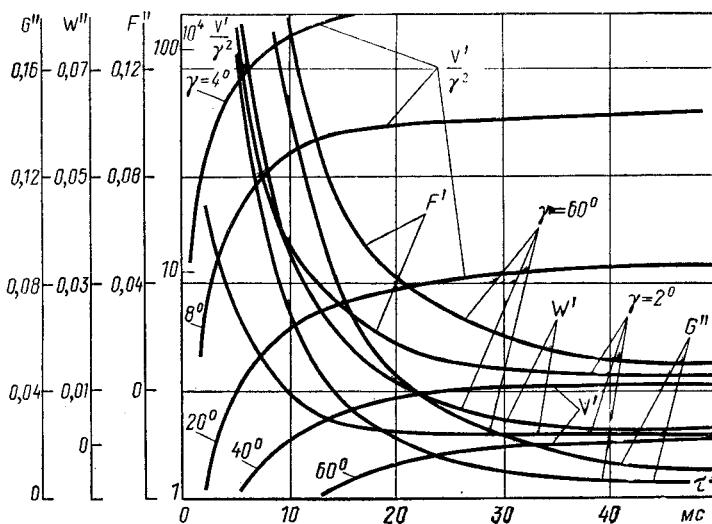


Рис. 1. Схема замещения плача преобразователя.

Рис. 2. Универсальные функции делителей тока, характеризующие влияние на токораспределение параметров вентиляй при различных углах коммутации γ .

$$V' = \frac{r-1}{n} \sum_{j=2}^n V^2 j - \frac{2}{n} \sum_{j=2}^{n-1} \sum_{j=1}^n V_j V_{j+1};$$

$$F' = \frac{n-1}{n} \sum_{j=2}^n W_j G_j - \frac{1}{n} \sum_{j=2}^{n-1} \sum_{j=1}^n (W_j G_{j1} + G_j W_{j+1});$$

$$\mathcal{D}(i_0) = 0,285 a^2 I \mathcal{D}(t_{\text{вкл}});$$

для симметричных схем

$$W' = \frac{n-1}{n} W^2 a; \quad G' = \frac{n-1}{n} G^2 a; \quad V' = \frac{n-1}{n} V^2 a; \quad F' =$$

$$= \frac{n-1}{n} W_a G_a;$$

a_1 — скорость нарастания тока в начале интервала коммутации (при прямолинейной коммутации $a_1 = I_d/\gamma$); $\mathcal{D}(r)$, $\mathcal{D}(u_n)$, $K(r, u_n)$, $\mathcal{D}(t_{\text{вкл}})$ — числовые характеристики функций распределения параметров генеральной совокупности вентиляй.

Заметим, что функции C , G , G' , W' , V' , F' , характеризующие схему выравнивания токов, не зависят от параметров вентиляй, из которых комплектуется преобразователь, и поэтому являются универсальными. Характер их изменения одинаков для симметричных и несимметричных схем выравнивания токов в нормальном режиме работы преобразователя и при обрыве параллельных ветвей (рис. 2).

Обрыв ветви приводит к изменению взаимоиндуктивных связей между оставшимися в работе ветвями, т. е. к изменению матрицы $[\mathbf{B}^*]$ и величин M_{ijk} и r_{ijk} . Дисперсия тока небаланса в симметричных схемах остается равной для всех параллельных ветвей, а в остальных схемах есть ветви, у которых ее значение будет наибольшим. Влияние магнитных полей и сопротивлений сборных шин приводит к тому, что математическое ожидание тока небаланса одной из ветвей также будет больше, чем у остальных. Максимальное значение тока небаланса будет в случае, если обрыв ветви приведет к появлению наибольшей дисперсии $\mathcal{D}(\Delta I)$ у ветви с максимальным значением математического ожидания тока небаланса. Условия работы вентиляй в такой ветви самые тяжелые, а вероятность такого сочетания значительна. Поэтому условия работы вентиляй в такой ветви и будут определять допустимую нагрузку и параметры всей группы вентиляй.

Пример. Гарантируя с вероятностью 0,98 режим, при котором токи небаланса не превысят значения $\Delta I_{0,98}$, определим это значение для преобразователей типа КУВ $250 \times 6 \times 6M^*$. Учитывая, что закон распределения токов небаланса нормальный [Л. 3—5], находим:

$$\Delta I_{0,98} = m(\Delta I) + 3\sqrt{\mathcal{D}(\Delta I)}. \quad (8)$$

Расчет выполняется для номинального режима работы преобразователей $I_d=3200$ А, $\gamma=20^\circ$ электр.) при обрыве одной из параллельных ветвей ($I=213$ А). Принято, что система управления не вносит рассогласование во времена включения параллельных тиристоров. В преобразователе установлены тиристоры ТЛ-250 со средне-арифметическим значением классификационных падений напряжения $u=0,7$ В и диапазоном $\Delta u=0,06$ В. При одностороннем подводе тока наибольшее влияние шин будет на ветвь, расположенную рядом с точками подвода тока к группе вентиляй. Для этой ветви $\Delta L_{\text{ш}}=-0,61$ мкГ, $\Delta r_{\text{ш}}=-19,9 \cdot 10^{-6}$ Ом. В преобразователях установлены многостержневые делители тока (симметричная схема, $L=16$ мкГ). По методике, приведенной в [Л. 3], находим:

$$m(u_n) = au + g = 1,094 \text{ В}; \quad m(r) = fu - h = 0,489 \text{ мОм};$$

$$\mathcal{D}(u_n) = (c\Delta u + b)^2 = 18,2 \cdot 10^4 \text{ В}; \quad \mathcal{D}(r) = (\lambda\Delta u + d)^2 = 0,58 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}^2;$$

$$K(r, u_n) = \frac{\Delta u + 0,01)^2 - 3\mathcal{D}(u_n) - 867^2 \mathcal{D}(r)}{3000} =$$

$$= -1,63 \cdot 10^{-6} \text{ В} \cdot \text{Ом}.$$

Здесь $a=0,77$; $g=0,555$ В; $f=15 \cdot 10^{-4}$ Ом/В; $h=56 \cdot 10^{-5}$ Ом; $c=0,222$; $b=0,029$ В; $\lambda=43,4 \cdot 10^{-6}$ Ом/В; $d=5 \cdot 10^{-5}$ Ом — коэффициенты, найденные на основе экспериментальных данных для рабочего участка прямой ветви вольт-амперной характеристики тиристоров ТЛ-250; $\mathcal{D}(t_{\text{вкл}})=4,5 \cdot 10^{-12}$ мк 2 ; $r=cm(r)+r_{\text{доб}}$; $r_{\text{доб}}=0,1 \cdot 10^{-3}$ Ом. Дальнейший расчет выполняется по выражениям (6) — (8) с помощью универсальных функций делителей тока. Результаты расчета показывают, что в преобразователях КУВ $250 \times 6 \times 6M$ доля слагаемого тока небаланса, появляющегося из-за влияния магнитных полей сборных шин, достаточно велика (до одной трети общего тока небаланса).

Допустимая нагрузка вентиляй. Первоначально определим входящие в неравенство (3) числовые характеристики функций распределения теряемых в вентилях монотоний.

$$m(P) = m(I) [m(u_n) + K^2 \mathcal{D}(I) m(r)].$$

Если в группе n параллельных и c последовательных вентиляй, то в соответствии с теоремой о дисперсии средне-арифметического значения выборки случайной величины дисперсия

$$\mathcal{D}(P) = \frac{nc}{nc-1} \mathcal{D}(\Delta P).$$

* Преобразователь типа КУВ $250 \times 6 \times 6M$ выполнен по трехфазной мостовой схеме; в плече которой содержится по n параллельных ветвей с c последовательно включенными тиристорами ТЛ-250 в каждой.

Пренебрегая бесконечно малыми величинами второго порядка малости и применяя теоремы о числовых характеристиках линейных функций, находим, что

$$\Delta P = \bar{I} \Delta u_{\text{п}} + K_{\phi}^2 \bar{I}^2 \Delta r + \delta \Delta I; \quad (9)$$

$$\Delta(\Delta I) = \bar{I}^2 \Delta(\Delta u_{\text{п}}) + (K_{\phi}^2 \bar{I}^2)^2 \Delta(\Delta r) + 2\bar{I}^3 K_{\phi}^2 K(\Delta r, u_{\text{п}}) + \Delta^2 \Delta(\Delta I) + 2\bar{I} K(\Delta u_{\text{п}} \Delta I) + 2K_{\phi}^2 \bar{I}^2 \Delta K(\Delta r, \Delta I)$$

при $\delta = u_{\text{п}} + 2K_{\phi}^2 \bar{I} r$.

Изменяя параметры делителей тока, можно воздействовать на входящие в это выражение только числовые характеристики системы случайных величин $\Delta(\Delta I)$, $K(\Delta u_{\text{п}}, \Delta I)$, $K(\Delta r, \Delta I)$. Корреляционные моменты $K(\Delta u_{\text{п}}, \Delta I)$ и $K(\Delta r, \Delta I)$ для вентилят ветви a находятся из сопоставления выражений для дисперсии величины ΔP при условии, что существует корреляция величин $\Delta u_{\text{п}} - \Delta I$ и $\Delta r - \Delta I$ (10) и при условии, что есть только корреляция параметров Δr и $\Delta u_{\text{п}}$, а величина $\Delta(\Delta I)$ в выражении (10) определяется уравнением (7). Тогда

$$K(\Delta I, \Delta u_{\text{п}}) = -\frac{1}{r} \left[W_a - \frac{1}{n} \sum_{j=2}^n W_j \right] \Delta(u_{\text{п}}) + \frac{\bar{I}}{r} \left[G_a - \frac{1}{n} \sum_{j=2}^n G_j \right] K(r, u_{\text{п}});$$

$$K(\Delta I, \Delta r) = -\frac{\bar{I}}{r} \left[G_a - \frac{1}{n} \sum_{j=2}^n G_j \right] \Delta(r) + \frac{1}{r} \left[W_a - \frac{1}{n} \sum_{j=2}^n W_j \right] K(r, u_{\text{п}}).$$

Для симметричных схем

$$K(\Delta I, \Delta u_{\text{п}}) = -\frac{n-1}{n} \left[\frac{1}{r} W_a \Delta(u_{\text{п}}) + \frac{\bar{I}}{r} G_a K(r, u_{\text{п}}) \right];$$

$$K(\Delta I, \Delta r) = -\frac{n-1}{n} \left[\frac{\bar{I}}{r} G_a \Delta(r) + \frac{1}{r} W_a K(r, u_{\text{п}}) \right].$$

Если параметры сборных шин не оказывают влияния на токораспределение в преобразователе, то математическое ожидание тока любой из параллельных ветвей $m(I) = \bar{I}$ и в неравенстве (3) от постоянной времени делителя токов зависит только дисперсия $\Delta(P)$. Поэтому, характер зависимости температуры перегрева вентилят $\theta_p = \theta - \theta_0$ и дисперсий $\Delta(\theta_p)$, $\Delta(p)$, $\Delta(\Delta P)$ от постоянной времени делителя токов одинаков.

На рис. 3 для преобразователя КУВ $\frac{250 \times 6}{10 \times c} \times 6 \text{ M}$ приведены зависимости дисперсии $\Delta(\Delta P)$ от постоянной времени делителя тока. Минимум кривых появляется из-за частичного самовыравнивания мощностей, выделяемых в вентилятах (отрицательного значения корреляционных моментов $K(\Delta I, \Delta u_{\text{п}})$ и $K(\Delta I, \Delta r)$). Постоянные времена делителя тока, соответствующие минимуму кривых, являются оптимальными, так как при других их значениях дисперсия рассеиваемых вентилят мощностей, а значит и температур перегрева вентилят θ_p , увеличивается. Наличие оптимальной индуктивности делителя токов отмечено в [Л. 2 и 5]. Однако в отличие от настоящей статьи в [Л. 2] не учитываются статистические данные параметров вентилят, из которых комплектуется преобразователь, а в [Л. 5] исследуется только схема выравнивания токов без взаимоиндуктивных связей. В обеих работах не рассматривается влияние параметров сборных шин на тепловой режим вентилят.

Анализ большого числа зависимостей $\Delta(\Delta P) = f(\tau)$, $\Delta(\theta_p) = f(\tau)$ и $\theta_p = f(\tau)$ показывает, что их левые ветви крутое, а правые — пологие. Поэтому постоянную времени $\tau = \frac{L}{r}$ оптимальные постоянные времени составляют 15—25 мс.

6—132

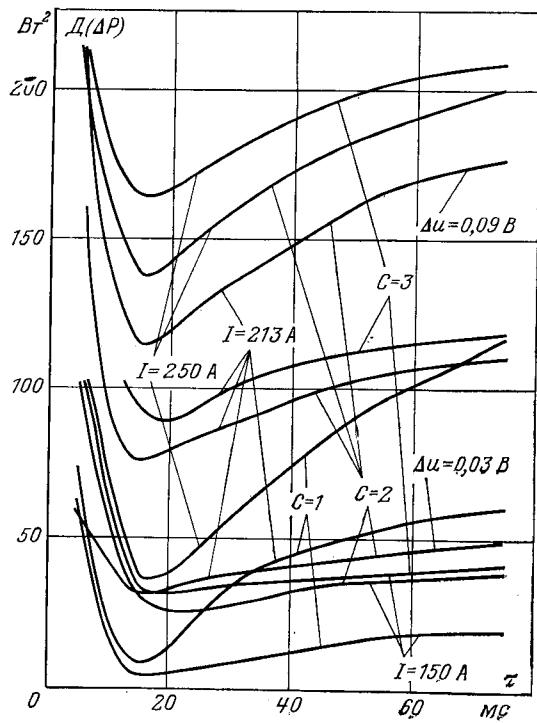


Рис. 3. Зависимости дисперсии $\Delta(\Delta P)$ от постоянной времени делителя токов при разных диапазонах Δu и токах вентилят I .

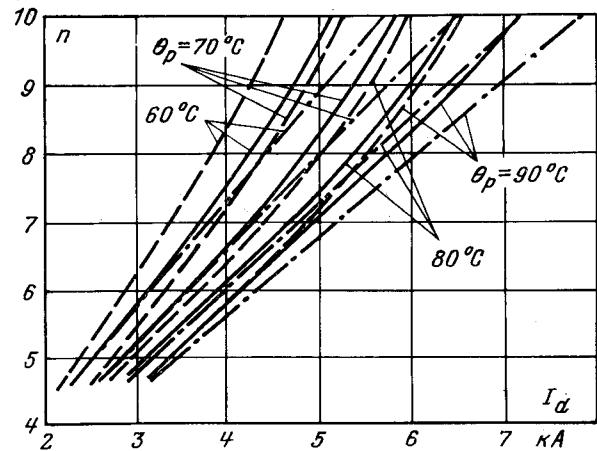


Рис. 4. Зависимости числа параллельных ветвей от нагрузки преобразователей КУВ $\frac{250 \times n}{10 \times c} \times 6 \text{ M}$ с компенсированными (—·—·—) и некомпенсированными магнитными полями сборных шин при $\tau = 30 \text{ мс}$ (—) и 2 мс (—·—·—), $\Delta u = 0,05 \text{ В}$.

для несимметричных схем выравнивания токов следует выбирать оптимальной для ветви, работающей в наиболее тяжелых условиях. В этом случае рабочие точки остальных ветвей будут располагаться на правых участках кривых $\Delta(\Delta P) = f(\tau)$, и величины $\Delta(\Delta P)$ будут близкими для всех ветвей. Для выполненных по симметричной схеме делителей тока тиристоров ТЛ-250 в области рабочих значений c , Δu , τ оптимальные постоянные времени составляют 15—25 мс.

Зависимости $\Delta(\Delta P) = f(\tau)$, построенные для различных схем делителей тока, имеют разные значения оптимальных постоянных времени, но одинаковые значения $\Delta(\Delta P)$, соответствующие этим значениям $\tau_{\text{опт}}$. Это подтверждает сделанный вывод о том, что при оптимальных постоянных временах

мени делителей достигаются оптимальные значения корреляционных моментов $K(\Delta I, \Delta u_n)$ и $K(\Delta I, \Delta r)$, при которых разброс значений ΔP всех параллельных вентиляй минимален.

На соответствующих оптимальным постоянным временем делителей токов зависимости максимальных перегревов вентиляй в группе от среднесифметических значений их токов не влияют ни схемы делителей, ни число параллельных ветвей в группе. Они слабо зависят от величин c и Δu (а при $c=1$ вообще не зависят от Δu) и поэтому фактически характеризуют оптимальные соотношения между величинами θ_p и \bar{I} для конкретного типа вентиляй. Создание делителей с оптимальной постоянной времени позволяет значительно снизить требования к подбору вентиляй по прямым падениям напряжения, а в ряде случаев вообще отказаться от подбора.

При влиянии параметров сборных шин на токораспределение анализ, аналогичный предыдущему, выполняется не с мощностями, рассеиваемыми вентилями, а с их температурами. Характерно, что в этом случае функции $\theta_p=f(\tau)$ минимума либо вообще не имеют, либо он слабо выражен, либо сдвигается в область больших, практически неприемлемых, постоянных времени делителей тока. Поэтому выбирать постоянную времени делителя токов при нормированном значении θ_p следует непосредственно по функциям $\theta_p=f(\tau)$. Нормируя одновременно значения θ_p и τ , можно найти зависимость минимально необходимого числа параллельных ветвей в преобразователе от его нагрузки I_d (рис. 4).

Влияние магнитных полей сборных шин на токораспределение в преобразователях, повышая токи небаланса параллельных ветвей, приводит к необходимости увеличения их количества. Существенного снижения влияния магнитных полей сборных шин на параллельную работу вентиляй можно достичь выбором постоянной времени делителя токов. Так, увеличение постоянной времени делителя до 30 мс в преобразователях серии КУВ $250 \times n \times 10 \times c \times 6M$ позволяет практически не увеличивать число параллельных ветвей в них (рис. 4).

Выводы. 1. В результате анализа электромагнитных процессов в группе последовательно и параллельно включенных

вентиляй получены универсальные функции, применение которых упрощает расчет тока небаланса параллельной ветви и числовых характеристик его функции распределения.

2. При отсутствии влияния сборных шин на токораспределение оптимальная постоянная времени делителя токов определяется по зависимости дисперсии рассеиваемой вентилем мощности от постоянной времени делителя. Эта постоянная времени в области нагрузок вентиляй, близких к номинальным, определяется в основном типом вентиляй и схемой делителя и слабо зависит от параметров n , c , Δu . Поэтому, в частности, у делителей, выполненных по симметричным схемам, оптимальная постоянная времени должна быть одинаковой и в нормальном режиме и при обрыве параллельной ветви. При оптимальной постоянной времени подбор вентиляй по классификационным падениям напряжения незначительно влияет на допустимую нагрузку вентиляй и в ряде случаев нецелесообразен.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Быков Ю. М., Шипилло В. П. Исследование индуктивных схем выравнивания токов параллельно включенных вентиляй. — «Электричество», 1968, № 7, с. 67—72.

2. Исследование переходных процессов с параллельно работающими тиристорами статических преобразователей. В кн.: Автоматизированный электропривод. М., «Энергия», 1971. Авт.: А. В. Башарин, Ф. Н. Голубев, А. А. Краснопрошина, Л. Р. Янкезин.

3. Некрасов О. А., Мугинштейн Л. А. Допустимая нагрузка кремниевых вентиляй при их последовательно-параллельном включении. — «Электричество», 1972, № 5, с. 75—79.

4. Мугинштейн Л. А., Некрасов О. А. Деление тока между параллельными ветвями плача преобразователя посредством линейных индуктивностей и активных сопротивлений. — «Вестник ВНИИЖТ», 1973, № 4.

5. Аптер Э. М. Выбор нагрузок тиристоров в мощных преобразователях с использованием статистико-вероятностных методов. — «Электричество», 1972, № 9, с. 37—40.

[11.10.1976]

УДК 621.372.012.7.001.24

Вычисление частных производных характеристик линейных электрических схем

ГОДЛЕВСКИЙ В. С., ЛЕВИТСКИЙ В. Г.
ИЭД АН УССР

При выборе оптимальных значений параметров линейной электрической схемы и допусков на эти параметры обычно необходимо знать значения частных производных характеристик схемы для типовых режимов по ее параметрам. Поэтому задача вычисления указанных производных является весьма актуальной, и решение этой задачи посвящено достаточно много работ [Л. 1—5]. Наиболее экономичные методы вычисления производных для схем в установившихся режимах при гармонических входных сигналах сводятся к обращению матриц узловых проводимостей. Однако эти методы по-прежнему требуют большого объема вычислений для определения частных производных для набора значений частоты входных сигналов (например, при определении частных производных частотных характеристик схемы по ее параметрам).

В статье предлагается способ вычисления частных производных мнимых и действительных составляющих узловых напряжений в установившихся режимах (через частные производные узловых напряжений легко вычисляются частные производные остальных частотных характеристик схемы), который во многих случаях имеет меньшую трудоемкость при его реализации на вычислительных машинах, чем методы [Л. 3—5]. Способ основывается на использовании таких особенностей отдельных узлов схемы, как вид проводимостей, подключенных к узлам. Учит этих особенностей является полезным и при вычислении частных производных узловых напряжений линейных схем в переходных режимах.

Вначале остановимся на определении частных производных частотных характеристик схемы. Для этого выделим в RLC -схеме четыре группы (типа) узлов: 1, 2 и 3-я группы — узлы, к которым присоединены двухполюсники, содержащие соответственно только сопротивления, только емкости и только индуктивности; 4-я группа — все остальные узлы (в частности, к этой группе будут относиться узлы, к которым подключены двухполюсники, представляющие собой любое соединение элементов R , L , C). Далее будем предполагать, что

i -я группа ($i=1, \dots, 4$) имеет n_i узлов, причем $\sum_{i=1}^4 n_i = n$ (за-

земленный узел, а также узлы, которые соединены с последним через источник напряжения, в число n узлов не входят).

Для уменьшения громоздкости записи и без ограничения общности будем полагать, что источники напряжения или тока включены только в ветви, соединяющие заземленный узел с остальными узлами. На рис. 1 показана часть схемы, содержащая узлы всех четырех типов. На этом рисунке, как и для всей рассматриваемой RLC -схемы, используются следующие обозначения: i_l — узел, принадлежащий к i -й группе ($i=1, \dots, 4$), и имеющий l -й порядковый номер в этой группе ($l=1, 2, \dots$); $Y_{is_l m}$ — проводимость ветви, соединяющей i_l -й узел i -й группы с m -м узлом s -й группы; $E_{i_l h}$ — источник комплексного напряжения в h -й ветви, соединяющей i_l -й узел

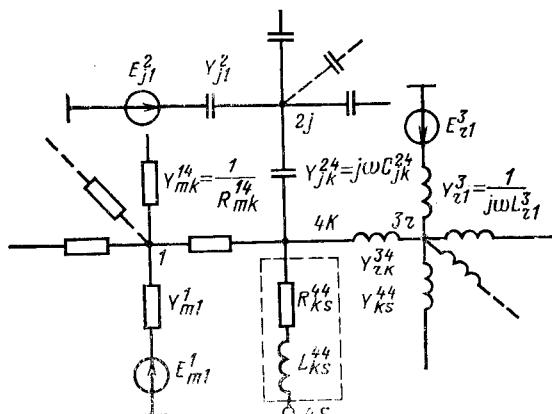


Рис. 1.

i-й группы с заземленным узлом, а Y_{ih}^i — проводимость этой ветви ($h=1, k_{il}$). Такие же индексы имеют и сопротивления, емкости и индуктивности соответствующих ветвей. При этом выражения для проводимостей ветвей, подключенных к узлам каждой группы, имеют вид:

$$Y_{rm}^{is} = j\omega C_{rm}^{is} = \omega T_{rm}^{is} \text{ при } i=2, s=2 \text{ или } i=2, s=4 \text{ или } i=4, s=2;$$

$$Y_{rm}^{is} = -i/\omega L_{rm}^{is} = \frac{1}{\omega} T_{rm}^{is} \text{ при } i=3, s=3 \text{ или } i=3, s=4 \text{ или } i=4, s=3;$$

$$Y_{rl}^i = j\omega C_{rl}^i = \omega T_{rl}^i \text{ при } i=2; Y_{rl}^i = -j/\omega L_{rl}^i = \frac{1}{\omega} T_{rl}^i \text{ при } i=3;$$

$$Y_{rm}^{is} = 1/R_{rm}^{is} = T_{rm}^{is} \text{ при } i=1, s=1 \text{ или } i=1, s=4 \text{ или } i=4, s=1;$$

$$Y_{rl}^i = 1/R_{rl}^i = T_{rl}^i \text{ при } i=1; Y_{rm}^{is} = \bar{Y}_{rm}^{is} (j\omega) = \text{Re } Y_{rm}^{is} (j\omega) + \text{Im } Y_{rm}^{is} (j\omega) \text{ при } i=4, s=4.$$

Учитывая вышесказанное, систему уравнений, описывающую рассматриваемую схему, можно представить в виде четырех подсистем уравнений, составленных по методу узловых напряжений:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}^{11}\varphi^1 + \mathbf{A}^{14}\varphi^4 &= d^1; \\ \omega\mathbf{A}^{22}\varphi^2 + \omega\mathbf{A}^{24}\varphi^4 &= d^2; \\ \frac{1}{\omega}\mathbf{A}^{33}\varphi^3 + \frac{1}{\omega}\mathbf{A}^{34}\varphi^4 &= d^3; \\ \mathbf{A}^{41}\varphi^1 + \omega\mathbf{A}^{42}\varphi^2 + \frac{1}{\omega}\mathbf{A}^{43}\varphi^3 + \mathbf{A}^{44}\varphi^4 &= d^4, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ω — круговая частота; $\varphi^i = (\varphi_{1i}^i, \dots, \varphi_{ni}^i)^T$ — вектор комплексных узловых напряжений узлов *i*-й группы; $d^i = (d_{1i}^i, \dots, d_{ni}^i)^T$ — вектор правых частей для узлов *i*-й группы:

$$d^i_r = \sum_{l=1}^{k_{ir}} Y_{rl}^i E_{rl}^i;$$

$\mathbf{A}^{is} = a_{rm}^{is}$ — прямоугольная матрица размерности $n_i \times n_s$ с элементами:

$$a_{rm}^{is} = \begin{cases} -T_{rm}^{is} \text{ при } i \neq s \text{ или } i=s, r \neq m; \\ \sum_{t=1}^{n_t} \sum_{l=1, l \neq r}^{k_{ir}} T_{rl}^{it} + \sum_{l=1}^{k_{ir}} T_{rl}^i \text{ при } i=s, r=m. \end{cases}$$

Здесь $t=1, 4$ при $i=1, t=2, 4$ при $i=2, t=3, 4$ при $i=3, t=1, 2, 3, 4$ при $i=4$, причем $\mathbf{A}^{is} = (\mathbf{A}^s)^i$.

Таким образом, *i*-я подсистема с (1) представляет собой систему уравнений для узлов *i*-й группы. Систему уравнений (1) примем в качестве исходной при получении выражений для частных производных комплексных узловых напряжений схемы по некоторому параметру p . Тогда, дифференцируя (1) по p , получаем:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}^{11} \frac{\partial \varphi^1}{\partial p} + \mathbf{A}^{14} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} &= h^1; \\ \omega \mathbf{A}^{22} \frac{\partial \varphi^2}{\partial p} + \omega \mathbf{A}^{24} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} &= h^2; \\ \frac{1}{\omega} \mathbf{A}^{33} \frac{\partial \varphi^3}{\partial p} + \frac{1}{\omega} \mathbf{A}^{34} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} &= h^3; \\ \mathbf{A}^{41} \frac{\partial \varphi^1}{\partial p} + \omega \mathbf{A}^{42} \frac{\partial \varphi^2}{\partial p} + \frac{1}{\omega} \mathbf{A}^{43} \frac{\partial \varphi^3}{\partial p} + \mathbf{A}^{44} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} &= h^4, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} h^1 &= \frac{\partial d^1}{\partial p} - \frac{\partial \mathbf{A}^{11}}{\partial p} \varphi^1 - \frac{\partial \mathbf{A}^{14}}{\partial p} \varphi^4; \\ h^2 &= \frac{\partial d^2}{\partial p} - \omega \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}^{22}}{\partial p} \varphi^2 + \frac{\partial \mathbf{A}^{24}}{\partial p} \varphi^4 \right\}; \\ h^3 &= \frac{\partial d^3}{\partial p} - \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\partial \mathbf{A}^{33}}{\partial p} \varphi^3 + \frac{\partial \mathbf{A}^{34}}{\partial p} \varphi^4 \right\}; \\ h^4 &= \frac{\partial d^4}{\partial p} - \frac{\partial \mathbf{A}^{41}}{\partial p} \varphi^1 - \omega \frac{\partial \mathbf{A}^{42}}{\partial p} \varphi^2 - \frac{1}{\omega} \frac{\partial \mathbf{A}^{43}}{\partial p} \varphi^3 - \frac{\partial \mathbf{A}^{44}}{\partial p} \varphi^4. \end{aligned}$$

Многие из элементов векторов $h^1 - h^4$ являются нулевыми. Приведем в качестве примера значения ненулевых элементов векторов $h^1 - h^4$ для случаев, когда $p = 1/R_{rm}^{is}$, C_{rm}^{is} , L_{rm}^{is} , а также, когда $p = q_{rlm}$ (q_{rlm} — *l*-й параметр проводимости Y_{rm}^{44}).

$$h_r^i = -h_m^s = \frac{\partial Y_{rm}^{is}}{\partial p} (\varphi_m^s - \varphi_r^i).$$

Решая первую подсистему уравнений в (2) относительно $\partial \varphi^1 / \partial p$, вторую относительно $\partial \varphi^2 / \partial p$ и третью относительно $\partial \varphi^3 / \partial p$, а затем подставляя полученные результаты в четвертую подсистему, получаем:

$$-\frac{\partial \varphi^1}{\partial p} = (\mathbf{A}^{11})^{-1} \left(h^1 - \mathbf{A}^{14} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} \right); \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varphi^2}{\partial p} = (\mathbf{A}^{22})^{-1} \left(\frac{1}{\omega} h^2 - \mathbf{A}^{24} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} \right); \quad (4)$$

$$\frac{\partial \varphi^3}{\partial p} = (\mathbf{A}^{33})^{-1} \left(\omega h^3 - \mathbf{A}^{34} \frac{\partial \varphi^4}{\partial p} \right); \quad (5)$$

$$\frac{\partial \varphi^4}{\partial p} = Hh, \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} H &= \{H_{ij}\}_{1}^{n_1} = (\mathbf{A}^{44} - B^1 - \omega B^2 - \frac{1}{\omega} B^3)^{-1}; \\ h &= (h_1, \dots, h_{n_1})^T = (h^4 - C^1 h^1 - C^2 h^2 - C^3 h^3); \\ C^1 &= \mathbf{A}^{41} (\mathbf{A}^{11})^{-1}; \quad C^2 = \mathbf{A}^{42} (\mathbf{A}^{22})^{-1}; \\ C^3 &= \mathbf{A}^{43} (\mathbf{A}^{33})^{-1}; \quad B^1 = C^1 \mathbf{A}^{14}; \\ B^2 &= C^2 \mathbf{A}^{24}; \quad B^3 = C^3 \mathbf{A}^{34}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

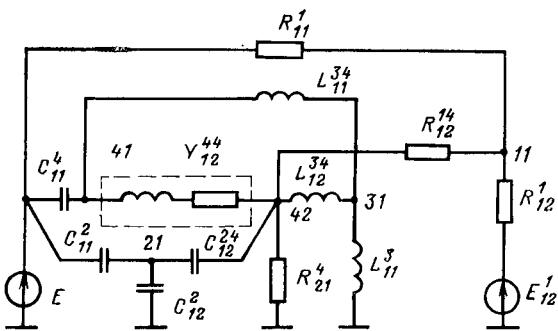


Рис. 2.

Теперь, используя (3)–(6), несложно написать выражения для частной производной напряжения схемы по любому параметру. Например,

$$\frac{\partial \varphi^4_m}{\partial g_{is}^{14}} = H_{ms} \{ \varphi^1_i - \varphi^4_s - c^1_{si} (\varphi^4_s - \varphi^1_i) \} - \sum_{l=1}^{n_4} H_{ml} c^1_{li} (\varphi^4_s - \varphi^1_i),$$

где H_{ml} и c^1_{li} — ml -й и li -й элементы матриц H и C^1 , $g_{is}^{14} = 1/R_{is}^{14}$.

После определения вектора $\partial \varphi^4 / \partial p$ из (6) легко вычисляются векторы $\partial \varphi^i / \partial p$ ($i=1, 3$) из (3)–(5). Анализируя выражения (3)–(6), можно заметить, что при определении частных производных для разных значений частоты ω (например, при определении частных производных амплитудно- и фазо-частотных характеристик) для каждого последующего значения ω требуется обратить только матрицу H^{-1} и не требуется вновь пересчитывать матрицы $(A^{11})^{-1}$, $(A^{22})^{-1}$, $(A^{33})^{-1}$, A^{14} , A^{24} , A^{34} , C^1 , C^2 , C^3 , B^1 , B^2 , B^3 , что в ряде случаев позволяет при использовании вычислительных машин значительно экономить время на вычислениях.

Экономия машинного времени тем значительнее, чем больше отношение суммарного числа узлов 1, 2 и 3-й групп к числу узлов 4-й группы. Если же схема содержит только узлы 4-й группы, то по трудоемкости рассмотренный способ и известные [Л. 3–5] совпадают.

Аналогичный подход может быть использован при составлении дифференциальных уравнений для частных производных узловых напряжений RC -схем в переходном режиме. Действительно, рассмотрим RC -схему, содержащую узлы, которые относятся к 1 и 4-й группам (т. е. узлы, к которым подключены только активные сопротивления, и узлы, к которым подключены и емкости, и сопротивления). Для уменьшения громоздкости записи мы не будем выделять в отдельную группу узлы, к которым подключены только емкости. Тогда систему уравнений, описывающую схему, можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} A^{11}\varphi^1 + A^{12}\varphi^2 &= d^1; \\ B\varphi^2 + A^{21}\varphi^1 + A^{22}\varphi^2 &= d^2, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где φ^i , d^i ($i=1, 2$), A^{11} — то же, что в (1);

$A^{is} = \{a_{rm}^{is}\}$ — прямоугольные матрицы с элементами:

$$a_{rm}^{is} = \begin{cases} -1/R_{rm}^{is} \text{ при } i=1, s=2 \text{ или } i=2, s=1 \text{ или} \\ \quad i=2, s=2, r \neq m, \\ \sum_{t=1,2}^{n_t} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq r}}^{k_{ir}} 1/R_{rl}^{it} + \sum_{l=1}^{k_{ir}} 1/R_{rl}^{it} \text{ при } i=2, s=2, r=m; \end{cases}$$

$B = \{b_{rm}\}$ — квадратная матрица с элементами:

$$b_{rm} = \begin{cases} -C_{rm} \text{ при } r \neq m, \\ \sum_{l=1}^{n_2} C_{rl} \text{ при } r=m. \end{cases}$$

Дифференцируя (8) по p , затем решая первую подсистему из (8) относительно φ^1 и подставляя полученное выражение во вторую подсистему, будем иметь требуемую систему уравнений:

$$B \frac{\partial \varphi^2}{\partial p} + [A^{22} - A^{21} (A^{11})^{-1} A^{12}] \frac{\partial \varphi^2}{\partial p} = h^2 - A^{21} (A^{11})^{-1} h^1, \quad (9)$$

где искомые элементы векторов h^1 и h^2 определяются с помощью следующих формул:

$$\begin{aligned} p &= 1/R_{rm}^{is}; \quad h_r^i = -h_m^s = \varphi_m^s - \varphi_r^i; \\ p &= C_{rm}; \quad h_r^2 = -h_m^2 = \dot{\varphi}_m^2 - \dot{\varphi}_r^2. \end{aligned}$$

Таким образом, чтобы найти частные производные всех узловых напряжений схемы по m требуемым параметрам, необходимо вычислить элементы матрицы $A^{22} - A^{21} (A^{11})^{-1} A^{12}$ и $A^{21} (A^{11})^{-1}$ и затем m раз решить систему дифференциальных уравнений (9).

В заключение отметим, что предложенный в статье способ вычисления частных производных узловых напряжений схемы в переходном режиме по параметрам схемы целесообразно использовать и в случае нелинейной схемы, если часть узлов ее принадлежит к 1-й группе (к узлам подключены только линейные активные сопротивления).

Пример. Вычислим частные производные $\partial \varphi^4 / \partial g_{12}^{14}$, $\partial \varphi^2 / \partial g_{12}^{14}$ для схемы, представленной на рис. 2, где: $R^{11} = R^{12} = 1$; $R^{14} = 0,5$; $R^{21} = 2$; $C_{12} = 1$; $C_{11} = C_{12}^{24} = 2$; $C^{11} = 3$; $L^{11} = 1$; $L^{12} = L^{34} = 0,5$; $E^{11} = E^{41} = E^{21} = E = 1$; $E^{12} = j2$ при $\omega = 1$; $Y^{12} = 0,4 - j0,8$. Значения узловых напряжений $\varphi^1 = 0,661 + j0,509$; $\varphi^2 = 0,728 + j0,00723$; $\varphi^3 = 0,962 + j0,118$; $\varphi^4 = 1,583 + j0,276$; $\dot{\varphi}^2 = 0,821 + j0,0181$.

Матрицы A_{ij} системы уравнений (1), описывающей установившийся режим схемы, имеют вид:

$$A^{11} = 4; \quad A^{22} = 5j; \quad A^{33} = -5j; \quad A^{14} = (A^{41})^T = (0; -2);$$

$$A^{24} = (A^{42})^T = (0; -2j); \quad A^{34} = (A^{43})^T = (2j; 2j);$$

$$A^{14} = \begin{pmatrix} 0,4 + 0,2j & 1 - 0,4 + 0,8j \\ -0,4 + 0,8j & 2,9 - 0,8j \end{pmatrix}.$$

Вспомогательные матрицы, входящие в (3)–(6), для рассматриваемой схемы такие: $(A^{11})^{-1} = 0,25$; $(A^{22})^{-1} = -0,2j$; $(A^{33})^{-1} = 0,2j$;

$$C^1 = (0; -0,5)^T; \quad C^2 = (0; -0,4)^T; \quad C^3 = (-0,4; -1,4)^T;$$

$$B^1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}; \quad B^2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0,8j \end{pmatrix}; \quad B^3 = \begin{pmatrix} -0,8j & -0,8j \\ -0,8j & -0,8j \end{pmatrix}.$$

Векторы h^i ($i=1,4$) в данном случае следующие:

$$\begin{aligned} h^1 &= 0,1606 - j0,491; \quad h^2 = 0; \quad h^3 = 0; \quad h^4 = (0; -0,1606 + j0,491). \end{aligned}$$

Подставляя значения для A^{44} , B^1 , B^2 , B^3 в (7), получим:

$$\begin{aligned} H &= \begin{pmatrix} -0,4 + j & -0,4 + 1,6j \\ -0,4 + 1,6j & 1,9 - 0,8j \end{pmatrix}^{-1} = \\ &= \begin{pmatrix} -0,219 - j0,36 & -0,125 - j0,313 \\ -0,125 - j0,313 & 0,186 + j0,118 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Таким образом, с учетом вышеприведенных векторов и матриц

$$\frac{\partial \varphi^4_1}{\partial g_{12}^{14}} = H_{11}h_1 + H_{12}h_2 = 0,087 - j0,0056;$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi^2_1}{\partial g_{12}^{14}} &= (A_{11}^{22})^{-1} \left\{ \frac{1}{\omega} h^2_1 - A_{11}^{24} \frac{\partial \varphi^4_1}{\partial g_{12}^{14}} - A_{12}^{24} \frac{\partial \varphi^4_2}{\partial g_{12}^{14}} \right\} = \\ &= -0,0176 + j0,0145. \end{aligned}$$

Нетрудно заметить, что при вычислении $\partial \varphi^4_1 / \partial g_{12}^{14}$ и $\partial \varphi^2_1 / \partial g_{12}^{14}$ для каждого значения частоты ω необходимо обращать матрицу H^{-1} второго порядка, хотя исходная система уравнений является системой пятого порядка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. М., «Мир», 1970. 344 с.
2. Резниченко В. К., Казаджан Н. Н., Калниболовский Ю. М. О нестабильности радиотехнических цепей первого и второго порядков. — «Радиотехника», 1975, № 4, с. 69—73.
3. Годлевский В. С., Левитский В. Г. О вычислении функций чувствительности узловых напряжений линейных электрических цепей. — В кн.: Электроника и моделирование. Киев, «Наукова думка», 1975, вып. 9, с. 24—27.
4. Трохименко Я. К., Каширский И. С., Рыбин А. И. Вероятностный анализ линейных электронных цепей переменного тока. — «Изв. вузов. Радиоэлектроника», 1975, № 6, с. 35—40.
5. Годлевский В. С., Левитский В. Г. О вычислении частных производных характеристик линейных электронных схем. — В кн.: Точность и надежность кибернетических систем. Киев, «Наукова думка», 1976, вып. 4, с. 39—43.

[20.7.1976]



УДК 621.357.7

Рациональная система параметров для несинусоидального асимметричного тока промышленной частоты при электролизе

Канд. техн. наук ПИЯВСКИЙ Р. С.
Днепродзержинский индустриальный институт

Электроосаждение металлов в нестационарных токовых режимах (переменные токи различной формы и частоты) позволяет улучшить качество покрытий и повысить производительность гальванических ванн [Л. 1—4]. Электролиз на несинусоидальном асимметричном токе промышленной частоты является разновидностью процессов в нестационарных токовых режимах. Достоинством этого тока является возможность получения его с помощью простейших преобразователей, построенных на основе распространенных серийных электротехнических элементов (трансформаторы, полупроводниковые вентили). Он широко применяется при электролитическом железнении для восстановления и упрочнения деталей машин и оборудования [Л. 4—7]. Есть положительный опыт цинкования и никелирования на асимметричном токе [Л. 1].

Наиболее удобный для регулирования способ получения асимметричного тока заключается в разделении однофазного переменного тока промышленной частоты на противоположно направленные составляющие с помощью силовых полупроводниковых вентилей и в управлении средними значениями этих составляющих. При использовании неуправляемых вентилей регулирование амплитуды составляющих тока противоположного направления производится реостатами. При использовании управляемых вентилей (тиристоров) регулируется длительность протекания тока в течение каждого полупериода. В зависимости от типа применяемых вентилей форма асимметричного тока получается различной (см. рисунок).

Для характеристики режима электролиза на асимметричном токе необходима такая система параметров, которая определяла бы форму кривой тока, была бы удобна для контроля с помощью серийной аппаратуры и пригодна для оценки технологических показателей (производительность процесса, расход электроэнергии и др.). Отсутствие общепринятой системы параметров затрудняет толкование результатов, представляемых различными авторами, и использование этих результатов в производственных условиях. Предлагаемая система параметров, по нашему мнению, полностью удовлетворяет приведенным выше требованиям.

Асимметричный ток, получаемый от преобразователя с неуправляемыми вентилями, характеризуется амплитудами полусинусоид противоположного направления I_{km} и I_{am} , т. е. двумя независимыми параметрами. Для непосредственного контроля эти параметры не совсем удобны, и их можно за-

менять парой других независимых параметров, однозначно с ними связанных. Для этого используются средние значения составляющих тока каждого направления, которые связаны с амплитудными значениями соотношениями:

$$\begin{aligned} I_k &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{km} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{I_{km}}{\pi}; \quad I_a = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_{am} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{I_{am}}{\pi}, \end{aligned}$$

где ω — круговая частота тока; I_{km} , I_{am} — амплитудное значение тока в полупериод, когда покрываемое изделие служит катодом и соответственно анодом; t — текущее время.

Измерение средних значений составляющих асимметричного тока осуществляется амперметрами магнитоэлектрической системы, которые включаются в участки цепи, где протекают соответствующие составляющие, т. е. в цепи разделительных вентилей. Таким образом, эти параметры удовлетворяют требованию удобства контроля. Однако каждый из них, взятый отдельно, не характеризует ни производительности процесса, ни свойств получаемых электролитических покрытий.

Масса выделяющегося на катоде в процессе электролиза металла определяется суммой зарядов, перенесенных через электролит с одного электрода на другой, т. е. произведением среднего значения тока (постоянной составляющей) на время его протекания. Постоянная составляющая асимметричного тока равна разности средних значений катодной и анодной составляющих: $I_0 = I_k - I_a$. Она также может быть измерена непосредственно амперметром магнитоэлектрической системы и соответствует (с учетом выхода по току и электрохимического эквивалента осаждаемого металла) скорости наращивания покрытия. Таким образом, постоянная составляющая тока может служить одним из его параметров, имеющих самостоятельное значение.

В качестве второго параметра, несущего информацию о геометрической форме кривой тока, целесообразно использовать

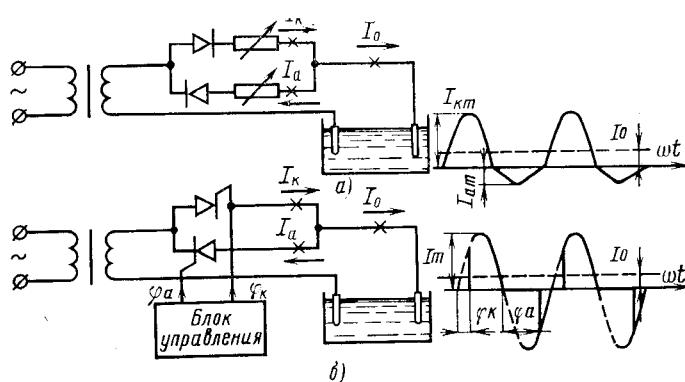


Схема преобразователя с неуправляемыми вентилями (а) и с тиристорами (б) и соответствующая форма кривой несинусоидального асимметричного тока.

коэффициент асимметрии $K_a = \frac{I_k}{I_0}$. У чисто переменного

симметричного тока асимметрия отсутствует, при этом $I_k = I_0$ и $K_a = 0$. Когда же перемены направления тока не происходит, т. е. $I_k = 0$, асимметрия максимальная и $K_a = 1$. Значение K_a может контролироваться по результатам показаний приборов, измеряющих I_0 и I_k , либо непосредственно с помощью магнитоэлектрического логометра. Токи с одинаковыми K_a геометрически подобны.

В ряде работ для характеристики геометрической формы кривой асимметричного тока используется показатель асимметрии $\beta = \frac{I_k}{I_0}$ [Л. 4, 5, 7 и 8]. Недостатком параметра β является

диапазон его изменения от 1 до ∞ . При этом наиболее заметное влияние формы тока на электродные процессы наблюдается при $\beta < (4 \div 5)$, вследствие чего зависимости от β получаются существенно нелинейными, а переход к результатам на постоянном токе в пределах одного графика оказывается невозможным. При использовании параметра K_a , диапазон изменения которого от 0 до 1, наибольшие изменения изучаемых факторов имеют место при $0 < K_a < 0,8$, а переход к постоянному току соответствует $K_a = 1$. Связь между K_a и β описывается уравнением $K_a = \frac{\beta - 1}{\beta}$.

Для расчета теплового баланса гальванической ванны определения параметров электротехнического оборудования и решения некоторых других вопросов необходимо знать действующее (среднеквадратичное) значение асимметричного тока. Через параметры I_0 , K_a оно определяется с помощью выражения

$$I_d = I_0 \frac{\pi \sqrt{1 + (1 - K_a)^2}}{2K_a}.$$

При $K_a = 0$ это выражение превращается в неопределенность. После подстановки $I_0 = K_a I_k$ и раскрытия неопределенности выражение принимает вид:

$$I_d = I_k \frac{\pi \sqrt{2}}{2} = 2,22 I_k.$$

Форма кривой асимметричного тока от преобразователя на тиристорах определяется тремя независимыми параметрами: амплитудным значением I_m , углом управления тиристором в анодный φ_a и в катодный полупериод φ_k . Средние значения составляющих тока связаны с амплитудным значением и углами управления тиристорами следующими соотношениями:

$$I_k = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_k}^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m (1 + \cos \varphi_k)}{2\pi};$$

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_k}^{2\pi} I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m (1 + \cos \varphi_a)}{2\pi}.$$

Непосредственное измерение параметров I_m , φ_k и φ_a связано с неудобствами. Следовательно, необходимы три других более удобных для измерения независимых параметра, однозначно с ними связанных. Двумя такими параметрами по аналогии с током от преобразователя с неуправляемыми вентилями могут быть I_0 и K_a . В качестве третьего параметра можно оставить φ_k , контролируя его по шкале, связанной с органом управления φ_k . I_0 остается показателем производительности процесса, а геометрическая форма кривой тока будет характеризоваться K_a и φ_k . При этом φ_k определяет длительность протекания тока в течение катодного полупериода $t_k = 0,01 \left(1 - \frac{\varphi_k}{\pi}\right)$.

Связь параметров I_0 и K_a с I_m , φ_k , φ описывается уравнениями:

$$I_0 = \frac{I_m (\cos \varphi_k - \cos \varphi_a)}{2\pi};$$

$$K_a = \frac{\cos \varphi_k - \cos \varphi_a}{1 + \cos \varphi_k}.$$

Действующее значение тока через параметры I_0 , K_a и φ_k выражается уравнением:

$$I_d = I_0 \frac{\pi \sqrt{2 - \frac{\varphi_k + \varphi_a}{\pi} + \frac{\sin(\varphi_k + \varphi_a) \cos(\varphi_k - \varphi_a)}{2\pi}}}{K_a (1 + \cos \varphi_k)},$$

причем $\varphi_a = \arccos [(1 - K_a) \cos \varphi_k - K_a]$.

При $\varphi_k = \varphi_a$ ток становится симметричным и выражение для I_d превращается в неопределенность. После раскрытия неопределенности получается

$$I_d = I_k \frac{\pi \sqrt{2 \left(1 - \frac{\varphi_k}{\pi}\right) + \frac{1}{2\pi} \sin 2\varphi_k}}{1 + \cos \varphi_k}.$$

Затраты энергии на электролиз определяются действующими значениями тока и напряжения на штангах ванны $W = U_0 I_d t$, а количество осажденного металла — средним значением тока I_0 , выходом по току η и электрохимическим эквивалентом ε : $m = I_0 \eta \varepsilon t$.

Отношение действующего значения тока к среднему $K_\Phi = \frac{I_d}{I_0}$ принято называть коэффициентом формы тока. Отсюда

удельный расход электроэнергии при условии, что формы кривых тока и напряжения на ванне примерно одинаковы, может быть определен по уравнению:

$$w = \frac{U_0 K_\Phi^2}{\eta \varepsilon}.$$

Среднее значение напряжения на ванне U_0 непосредственно измеряется вольтметром магнитоэлектрической системы, т. е. прибором того же типа, что и для контроля средних значений токов. Коэффициент формы тока равен множителям при I_0 в формулах для определения I_d соответственно для каждой разновидности формы несинусоидального асимметричного тока, т. е. при электролизе на асимметричном токе с амплитудным регулированием удельный расход энергии определяется по уравнению

$$w = \frac{\pi^2 U_0 (2K_a - K_a^2)}{2K_a^2 \eta \varepsilon}$$

и при электролизе на асимметричном токе с временным регулированием — по уравнению

$$w = \frac{\pi^2 U_0 \left[2 - \frac{\varphi_k + \varphi_a}{\pi} + \frac{\sin(\varphi_k + \varphi_a) \cos(\varphi_k - \varphi_a)}{2\pi} \right]}{K_a^2 (1 + \cos \varphi_k)^2 \eta \varepsilon}$$

Всесоюзное научно-техническое совещание по технико-экономическим проблемам прогнозирования развития энергетики

В Ленинграде 5—7 октября 1976 г. проходило научно-техническое совещание по технико-экономическим проблемам прогнозирования развития энергетики, организованное секциями экономики энергетики и энергосистем и сетей Центрального управления НТОЭ и ЭП, Главнипроект Минэнерго СССР, Научным Советом по комплексным проблемам энергетики АН СССР и Ленинградским политехническим институтом им. М. И. Калинина.

В совещании приняло участие более 300 человек, представляющих 97 научно-исследовательских, проектных и учебных институтов, организаций АН СССР и энергосистем страны. К совещанию был издан сборник материалов, включающий 7 докладов и 23 сообщения по узловым вопросам долгосрочного прогнозирования в энергетике: методологии долгосрочного прогнозирования развития топливно-энергетического комплекса страны; проблемам прогнозирования развития электроэнергетики и Единой энергетической системы СССР; прогнозированию развития ядерной энергетики.

На совещании были заслушаны 10 докладов, в том числе 3 обобщающих доклада по 23 сообщениям, опубликованным в сборнике.

Методическим положениям долгосрочного прогнозирования в энергетике был посвящен доклад академика Л. А. Мелентьева. Автором изложены главные цели прогнозов на 25—30 лет, роль и методы долгосрочных прогнозов в социалистических и капиталистических странах и их принципиальные отличия, отмечена особая актуальность долгосрочных прогнозов в настоящее время, даны главные методические основы долгосрочного прогнозирования в энергетике и характеристика основных объективных тенденций развития энергетики. В докладе определены также основные принципиально новые решения в энергетике, которые, по мнению автора, должны быть подвергнуты специальному изучению, и произведена оценка направлений работ по созданию нового оборудования и коренному совершенствованию главных типов оборудования, необходимых для развития топливно-энергетического комплекса и электрификации страны.

Оценка энергетических ресурсов мира и характеристика основных вопросов прогнозирования мировой энергетики были даны в докладе А. М. Белостоцкого (ИВТ АН СССР), А. А. Бесчинского (Энергосетьпроект), Д. Б. Вольфберга (ГКНТ) и И. Я. Файнитейна (ИВТ АН СССР). Авторы дали подробную картину обеспеченности топливно-энергетическими ресурсами развитых капиталистических и развивающихся стран и показали тенденции изменения структуры топливно-энергетического баланса большинства стран. В докладе сде-

лан вывод, что наша страна на сравнительно далекую перспективу не будет испытывать недостатка в традиционных энергетических ресурсах, как в некоторых высокоразвитых капиталистических странах.

Условиям формирования перспективной структуры энергоносителей и развития электрификации страны был посвящен доклад Ю. М. Когана (Энергосетьпроект). В докладе рассмотрено соотношение между электроэнергией как энергоносителем, имеющим наиболее высокие потребительские свойства, и другими энергоносителями; показано преимущество электроэнергии в высокой способности к технологической замене других энергоносителей; рассмотрены тенденции изменения энергетического к. п. д. потребительского оборудования в народном хозяйстве. Автор отметил, что важным фактором выбора энергоносителей является качество получаемой продукции и соответствие принятой технологии возрастающим экологическим требованиям, в связи с чем возрастает роль электроэнергии как наиболее «чистого» и универсального энергоносителя, обеспечивающего наилучшие экологические условия в центрах потребления энергии. В докладе определены также направления электрификации народного хозяйства в последней четверти XX в. и дана структура энергоносителей и уровень электрификации на перспективу. Л. А. Макаров (СЭИ СО АН СССР) изложил задачи и методы долгосрочного прогнозирования рациональной структуры топливно-энергетического комплекса СССР. В докладе показано, что основой методологии долгосрочного прогнозирования топливно-энергетического комплекса является системный анализ, сущность которого состоит в стремлении максимально раскрыть и использовать причинно-следственные связи, формирующие основные тенденции развития энергетики. Предложена схема долгосрочного прогнозирования, необходимым элементом которой является взаимоувязка прогноза энергетики с макропрогнозом экономики.

Существующее состояние и основные направления развития Единой энергосистемы СССР подробно изложены в докладе С. А. Соловова, И. И. Батюка и В. В. Ершевича (ЦДУ ЕЭС СССР). Авторами дана характеристика современного этапа развития ЕЭС СССР, намечены основные этапы дальнейших работ по созданию ЕЭС СССР, важнейшим из которых является присоединение к ЕЭС объединенной энергосистемы Сибири, определены условия формирования структуры генерирующих мощностей и параметров основной сети ЕЭС СССР. В частности, в докладе отмечено возрастание удельного веса АЭС, ввода специализированных маневренных агрегатов и агрегатов на первых электростанциях промыш-

Итак, предложенная система параметров асимметричного тока (I_0 и K_a при амплитудном регулировании и I_0 , K_a и φ_k при временном регулировании) основана на использовании магнитоэлектрических амперметров, включенных в цепи I_0 и I_k . Она позволяет представлять зависимости свойств покрытий и показателей процесса электролиза в удобной системе координат. При определении удельного расхода энергии на электролиз через эти параметры необходимо дополнительно получать среднее значение напряжения на ванне U_0 , для чего также используется магнитоэлектрический прибор.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бибиков Н. Н. Осаждение металлов на токе переменной полярности. Л., Машгиз, 1961. 72 с.
2. Бахвалов Г. Т. Новая технология электроосаждения металлов. М., «Металлургия», 1966. 152 с.

3. Левин А. И. Теоретические основы электрохимии. М., «Металлургия», 1972. 544 с.

4. Пиявский Р. С. Гальванические покрытия в ремонтном производстве. Киев. «Техника», 1975. 176 с.

5. Холодное осталливание на асимметричном переменном токе. — «Техника в сельском хозяйстве», 1969, № 11, с. 58—61. Авт.: А. Долженков, Н. Андреев, А. Батиев, И. Выстрелков.

6. Петров Ю. Н. Развитие электрохимических способов ремонта деталей. — «Техника в сельском хозяйстве», 1970, № 3, с. 62—66.

7. О восстановлении изношенных деталей железнением на асимметричном токе. — «Механизация строительства», 1972, № 4, с. 23—25. Авт. А. А. Эпштейн, С. И. Кузьмина, М. В. Конюбинский, А. В. Неретин.

8. Батиев А. Н. Об определении выхода по току при осаждении металлов асимметричным переменным током. — «Защита металлов», 1972, № 8, с. 75—78.

[15.12.1976]

ленных комплексов; создание транспортных передач с Востока на Запад предлагаются решить за счет ЛЭП постоянного и переменного тока.

В докладе также отмечено, что для совершенствования управления энергосистемами на основе широкого использования средств автоматики, вычислительной техники, современных систем сюда, передачи и отображения информации предусматривается создание управляющих вычислительных центров для ЦДУ ЕЭС СССР и всех ОДУ. Оперативно-диспетчерское управление ЕЭС СССР в перспективе будет осуществляться на основе Единой информационно-вычислительной сети для автоматизации планирования режимов и управления ими. Создание автоматизированной системы оперативного управления и совершенствование технических средств управления, по мнению авторов, является обязательным условием дальнейшего развития ЕЭС СССР и реализации экономического эффекта от объединения энергосистем в масштабе всей страны.

И. В. Волькенау, А. Н. Зейлигер, С. С. Рокотян и В. Д. Шлимович (Энергосетьпроект) изложили концепцию развития Единой электроэнергетической системы (ЕЭС) СССР.

В докладе отмечено, что определяющим принципом развития энергетики является принцип концентрации производства электроэнергии на крупных районных электростанциях и централизации электроснабжения от общей высоковольтной сети.

Авторами изложены количественные масштабы и качественные характеристики развития ЕЭС СССР, приведены оптимальные структурные соотношения между суммарными мощностями различных типов электростанций ЕЭС в перспективе, рассмотрено развитие структуры электростанций для разных частей суточных графиков нагрузки. В докладе рассмотрены вопросы, связанные с увеличением единичной мощности агрегатов, реализацией преимуществ совместной работы энергосистем, а также проблемы выбора напряжения и структуры основных сетей ЕЭС СССР. Авторами обоснованы требования к параметрам перспективного оборудования электростанций и электрических сетей ЕЭС, а также поставлены проблемы, возникающие при развитии транспортных электропередач и сложившейся сети переменного тока.

Академик **Л. А. Мелентьев** сделал доклад о перспективных типах основного оборудования электростанций. В докладе было указано, что в настоящее время в развитии энергетики страны происходят крупные качественные изменения (коренная перестройка топливной базы электростанций, нарастающие масштабы производства электроэнергии при все увеличивающейся неравномерности ее потребления и т. д.), которые определяют необходимость иметь долгосрочную программу разработки перспективных типов основного оборудования электростанций. В докладе показано, что принятая в настоящее время методика перспективного проектирования электроэнергетических систем фактически исходит из двух оптимистических предпосылок: из сравнительно небольшого в перспективе разуплотнения суточных графиков электрической нагрузки и из технической возможности регулирования в широких пределах и систематических остановок на ночь блоков на закритических параметрах пара. Рассмотрение этих вопросов показало, что в перспективе указанные предпосылки могут не наблюдаться. Поэтому в докладе рекомендовано выполнить варианты развития ЕЭС страны до 1990 и 2000 гг., ориентированные на возможность появления указанных выше худших исходных условий и на этой основе уточнить перспективную потребность ЕЭС в полуниковом и никовом оборудовании. В докладе были подробно изложены рекомендации по выбору типов основного оборудования электростанций (АЭС, КЭС, ТЭЦ, ГАЭС и др.) на 1980—1990 гг., основанные на выполнении Комиссией ГКНТ анализа возможных областей применения различных типов перспективного оборудования. Критический анализ 23 сообщений дан в трех обобщающих докладах.

Обобщающий доклад **В. Р. Окорокова** (ЛПИ) по методологии и общим проблемам долгосрочного прогнозирования развития топливно-энергетического комплекса страны был сделан по сообщениям **Л. Д. Криворуцкого, А. С. Макаровой, А. А. Папина** (СЭИ АН СССР) о подходах к формированию и сравнению вариантов долгосрочного развития топливно-энергетического комплекса страны; **С. Н. Ятрова, Р. Б. Ахмедова, Л. В. Жилина** (ВНИИКТЭП) о развитии топливно-энергетических комплексов СССР и США и проблемах прогнозирования; **А. К. Арского** (Институт мировой эко-

номики и международных отношений) — о замыкающих затратах на нефть и природный газ в развитых капиталистических странах на современном этапе развития мировой энергетики и др.

Обобщающий доклад по проблемам развития электроэнергетики и ЕЭЭС СССР **О. В. Щербачева** (ЛПИ) включил сообщения **И. Г. Горлова, А. И. Кузовкина, Н. В. Паутина** (ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского) о некоторых вопросах математического моделирования развития энергетики; **В. А. Веникова** (МЭИ), **В. Ф. Скрыля, Ю. В. Щербины** (КПИ) о перспективной концепции кибернетического управления ЕЭЭС СССР; **В. А. Жукова** (ЛИИ), **М. В. Костенко, В. Р. Окорокова** (ЛПИ), **Н. Н. Тиходеева** (НИИПТ), **В. А. Юрчука** о постановке проблемы перспективного межотраслевого энергогазохимического использования канскочайчинских углей при совмещенном криорезистивном транспорте электроэнергии и жидкого водорода в европейскую часть СССР и др.

Обобщающий доклад по проблемам прогнозирования развития ядерной энергетики **В. А. Иванова** (ЛПИ) основывался на сообщениях **А. В. Иванова-Смоленского, А. И. Абрамова, Ю. С. Пинтала** (МЭИ), **Г. А. Бесчастнова** (НИС Гидропроект), **В. П. Лошкарева** (НПО Уралэлектротяжмаш) о перспективах создания гидро- и турбогенераторов большой мощности с номинальными напряжениями до 500 кВ; **А. Г. Захарина, В. П. Браилова, В. М. Чаховского** (ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского) об использовании математического моделирования для прогноза развития атомной энергетики; **С. А. Скворцова, А. С. Духовенского** (ИАЭ им. И. В. Курчатова) — о создании энергетического реактора сверхвысокой мощности и др.

В принятом решении отмечается следующее. В период научно-технической революции существенно возрастает роль долгосрочных прогнозов, особенно в энергетике. Главная их задача состоит в том, чтобы выявить основные тенденции развития энергетики с учетом необходимости скорейшего повышения эффективности общественного производства и использования топливно-энергетических ресурсов на базе внедрения передовых достижений науки и техники. Разработка долгосрочных прогнозов развития энергетики особенно актуальна, так как для настоящего времени характерны: усиление связей между топливно-энергетическим комплексом и народнохозяйственной системой; коренные изменения ряда действующих объективных тенденций развития энергетики и появления новых (резкие изменения количественных и экономических оценок нефти и природного газа, возрастающая роль ядерного горючего, угля, расширение сфер их применения, коренные изменения в производстве, транспорте и использовании электроэнергии, в транспорте энергетических ресурсов, возрастающая роль водохозяйственных проблем и др.); высокая инерционность развития топливно-энергетического комплекса в силу роста концентрации производства и централизации распределения основных видов энергии и энергетических ресурсов; нарастающие сложные экологические проблемы, в которых роль топливно-энергетического комплекса существенна.

Академией наук СССР, Госкомитетом СН СССР по науке и технике, Минэнерго СССР и другими организациями накоплен большой опыт долгосрочного прогнозирования развития топливно-энергетического комплекса, выполнен важный цикл прогнозных исследований; разработана топливно-энергетическая часть комплексной программы научно-технического прогресса и его социально-экономических последствий до 1990 г.

В качестве основных элементов в общей системе разработок по долгосрочному прогнозированию могут быть выделены:

система глобальных прогнозов, включающая в себя прогнозы размеров и структуры конечного потребления энергии и уровней электрификации;

выявление предполагаемых средств удовлетворения ожидаемой потребности в энергии и перспективных типов электрогенерирующих установок, прогнозы топливно-энергетических ресурсов, возможных средств их добычи и транспорта, прогнозы, связанные с проблемами выбора оптимальной структуры топливно-энергетического баланса страны, прогнозы влияния энергетики на биосферу; определение мер, стимулирующих положительные и устраняющих вредные последствия влияния энергетики на биосферу.

Целевые программы, оценивающие перспективность и возможные сроки реализации принципиально новых решений в энергетике, направления работ по коренному совершенствованию

ванию главных типов оборудования, формирующего техническую базу развития топливно-энергетического комплекса и электрификации страны, комплексное развитие основных топливно-энергетических регионов страны.

В разработках по прогнозированию перспективных и принципиально новых решений в энергетике и возможных сроках их реализации предметом исследования прежде всего должны быть: новые типы атомных реакторов, в том числе на повышенных начальных параметрах пара и на быстрых нейтронах; термоядерная энергетика; новые методы прямого преобразования тепла в электрическую энергию; методы энерготехнологической переработки угля и сланцев; комплекс новой техники, связанной с водородной энергетикой; аккумулирование энергии; использование глубинного тепла земли, солнечной энергии и др.

Прогнозные исследования по созданию и коренному совершенствованию главных типов оборудования для топливно-энергетического комплекса и электрификации страны должны включать в себя работы: по новым типам оборудования для использования конечной энергии в основных отраслях народного хозяйства и созданию новых технологических процессов, совершенствующих конечное использование энергии; по основному оборудованию электростанций (всех типов и назначений); по электротехническому оборудованию электроэнергетических систем (ВЛ, подстанций различных напряжений и родов тока, коммутационной аппаратуре и т. п.); по оборудованию для отдельных отраслей топливной промышленности (нефтяной, газовой, угольной, производящей ядерное горючее и т. д.) и процессов переработки топлива; по оборудованию для нестационарной энергетики; по оборудованию для новых и коренному совершенствованию существующих средств транспорта топлива.

В работе по долгосрочному прогнозированию следует в полной мере учитывать, что топливно-энергетический комплекс — это совокупность больших открытых систем энергетики, которые имеют сильные внешние связи с народным хозяйством страны, а через него с мировым топливно-энергетическим хозяйством. Поэтому долгосрочные прогнозы в энергетике должны опираться на долгосрочный прогноз народнохозяйственного развития и учитывать гипотезу развития энергетики мира, разработанную хотя бы в самом укрупненном виде.

Участники совещания сочли целесообразным разработку многих основных проблем долгосрочного развития топливно-энергетического комплекса страны.

По общеэнергетическим проблемам необходимо обратить внимание на разработку вопросов, касающихся установления количественных проявлений и механизма формирования основных объективных тенденций изменения структуры и роста энергопотребления, электрификации народного хозяйства; определение прогнозных и разведанных запасов энергетических ресурсов, а также технически возможных объемов добычи и транспорта различных видов топлива; формирование долгосрочных стратегий развития энергетики и их оценка с точки зрения возможности реализации; разработка долгосрочных мер повышения надежности, маневренности и безопасности развития топливно- и энергоснабжения народного хозяйства и др.

По проблемам развития единой электроэнергетической системы страны (ЕЭЭС) выделены следующие основные направления: прогноз уровней электрификации народного хозяйства, роста потребностей в электроэнергии и измерения режимов электропотребления; выявление рациональных стратегий развития различных типов электростанций, включая оптимальные соотношения между электростанциями на органическом и ядерном топливе, гидростанций, ГАЭС; разработка концепции развития основных системообразующих сетей ЕЭЭС; совершенствование существующих и создание новых источников энергии.

Участники совещания считают важным уже в настоящие времена расширить подготовку специалистов по системным исследованиям развития энергетики в целом и ее отраслей и другим новым специальностям энергетического профиля.

Участники совещания считают важным уже в настоящее время расширить подготовку специалистов по системным исследованиям развития энергетики в целом и ее отраслей и другим новым специальностям энергетического профиля.

Участники совещания считают необходимым: просить редакции энергетических журналов организовать обсуждение методических вопросов долгосрочного прогнозирования развития топливно-энергетического комплекса и электрификации народного хозяйства; рекомендовать научно-техническим секциям ЦП НТОЭ и ЭП организовать обсуждение научных основ и конкретных проблем прогнозирования развития энергетики и связанных с этим задач научных и проектных организаций; просить ЦП НТОЭ и ЭП провести в 1978 г. совещание по обсуждению проводимых работ по долгосрочному прогнозированию развития топливно-энергетического комплекса.

Доктор эконом. наук ОКОРОКОВ В. Р., инж. ЯСИНСКАЯ Т. В.



Советская экспозиция на международном смотре достижений электротехники

В Московском парке «Сокольники» 9 июня открылась крупнейшая международная выставка года — «Электротехническое оборудование и линии электропередач» («Электро-77»).

Фирмы и организации более 20 стран мира демонстрируют образцы продукции электротехники во всем ее многообразии — от мощных комплексов электротехнического оборудования для тепловых, гидравлических и атомных электростанций до бытовых приборов.

Международная выставка «Электро-77» работает в преддверии 60-летия Великой Октябрьской социалистической революции. Экспозиция советского раздела отражает широкие возможности отечественной электротехнической промышленности в комплексном оснащении современным электрооборудованием предприятий энергетики, металлургии, горнодобывающей, нефтегазовой промышленности, сельского хозяйства, транспорта, строительства, медицины.

В сложных электротехнических комплексах и изделиях, созданных на уровне лучших мировых образцов, четко просматривается тенденция к постоянному углублению синтеза силовых полупроводниковых устройств, вычислительной техники и элементов электронной автоматики. Одновременно каждый экспонат выставки убеждает в том, что электротехническая промышленность сегодня — это прочный сплав науки и производства, в котором творческий поиск ученых сочетается с масштабами практических деяний.

Советский Союз впервые демонстрирует на смотре достижений мировой электротехники криогенный турбогенератор, термоядерную установку ТОКАМАК-10, уникальный тиристорный преобразователь для ЛЭП напряжением 1500 кВт постоянного тока, космическую метеорологическую обсерваторию «Метеор», высокопроизводительные автоматизированные комплексы, искусственное сердце, печень, легкие, методы радиофосфорной диагностики заболеваний и многие другие достижения отечественной науки и техники, которые уже сегодня позволяют заглянуть в будущее человечества.

Вместе с тем экспозиция отражает и значительные успехи электротехнической промышленности СССР в создании массовых видов продукции — унифицированных серий электрических двигателей, высоковольтных и низковольтных аппаратов, полупроводниковых преобразовательных устройств, светотехнических изделий, кабелей, проводов и т. д. Все представленное оборудование отличается высокими технико-экономическими показателями, технологичностью конструкций, эксплуатационной надежностью.

Важное место в советской экспозиции отводится показу реальных результатов экономической интеграции стран — членов СЭВ. Стенды выставки знакомят с унифицированными сериями и отдельными видами электротехнических изделий, а также со специальным технологическим оборудованием, разработка и исполнение которых — плод совместных усилий специалистов «Интерэлектро».

«Электротехника — планете людей» — так можно определить содержание разделов советской экспозиции, посвященных важнейшим научно-техническим проблемам, от решения которых во многом зависит будущее человечества. Среди них одно из первых мест занимают проблемы, связанные с разработкой новых экономичных способов получения и преобразования электроэнергии, а также наиболее рациональных способов ее передачи и использования.

Советский раздел демонстрирует серьезные успехи нашей страны в области создания автоматизированных, быстродействующих и надежных систем возбуждения, оптимизации, использования электрически прочной и долговечной изоляции и механически прочных электротехнических сталей.

Советские генераторы по всем технико-экономическим показателям стоят в ряду лучших образцов мирового генераторостроения. Доказательством тому служат турбогенераторы мощностью до 1200 МВт и гидрогенераторы мощностью 1000 МВт, 1500 об/мин для атомной энергетики и высокономичные капсульные гидрогенераторы для рек с малым напором воды. Еще одним свидетельством достижений советской электротехники в разработке принципиально новых решений для дальнейшего повышения единичной мощности источников электроэнергии является первый криогеногенератор отечественного производства мощностью 20 тыс. кВт.

Практически неисчерпаемый источник электроэнергии таит в себе управляемая термоядерная реакция. В решение этой глобальной проблемы современности электротехники вносят существенный вклад в части разработки комплексов полупроводниковых и управляющих устройств. Демонстрируемая на выставке крупнейшая термоядерная установка ТОКАМАК-10 относится к той новейшей технике, которой по праву гордится наша страна.

На опытно-промышленном стенде подстанции «Белый Раст» испытан весь комплекс электрооборудования для ЛЭП напряжением 1150 кВ переменного тока: однофазный автотрансформатор мощностью 210 тыс. кВт, выключатели, разъединители, шинные опоры, разрядники, трансформаторы тока и напряжения, емкостные делители напряжения.

На самом мощном в мире испытательном стенде в Тольятти прошли всестороннюю проверку тиристорные блоки, выпрямительные трансформаторы, разрядники и другие виды уникального электрооборудования на напряжение 1500 кВ постоянного тока.

В экспозиции представлен основной элемент передачи электроэнергии постоянным током — выпрямительно-инверторный мост в модульном исполнении, — выполненный впервые в мировой практике на силовых полупроводниковых преобразователях. С созданием такой техники становится реальным образование Единой энергетической системы СССР — от западных границ до Центральной Сибири — и соединение ее через систему «Мир» с энергосистемами НРБ, ВНР, ГДР, ПНР, СРР, ЧССР.

Результаты выполнения большого круга научных исследований по подготовке комплексов электрооборудования для линий электропередач будущего (с пропускной способностью более шести тысяч кВт) нашли свое отражение в экспозиции в виде кабельных устройств, изолированных сжатым высокопрочным газом, а также криогенных и сверхпроводящих кабелей.

Характерной тенденцией современного этапа научно-технического прогресса является автоматизация производства на базе широкого применения последних достижений электротехники, электроники и вычислительной техники. Примером такого синтеза служит экспонируемый на выставке автоматизированный электротехнический комплекс В5/40 полосового стана горячей прокатки 2400. Он содержит в своем составе управляющую вычислительную машину, датчики систем автоматического регулирования, элементы электронной автоматики и силовые тиристорные преобразователи.

Для этих комплексов электротехническая промышленность СССР развивает производство уникальных приводных электродвигателей, в том числе тихоходных с постоянными магнитами, мощных преобразовательных агрегатов, силовых полупроводниковых приборов, датчиков технологических параметров, логических элементов, микро-ЭВМ и других видов техники.

Область применения управляющего вычислительного комплекса В5/40 не ограничивается прокатными станами: он может быть эффективно использован в доменном производстве, на атомных, тепловых и гидроэлектростанциях, при сверхглубоком бурении нефтяных и газовых скважин и во

многих других системах управления технологическими процессами или крупными объектами, где требуется непрерывность в работе.

Специальный раздел советской экспозиции рассказывает о коренных изменениях, которые вносит использование электроэнергии в процессы выплавки и обработки металлов, и о новых возможностях, которые открывает электротехнология в области получения новых, невиданных ранее материалов.

Советскому Союзу принадлежит приоритет в разработке печей для электрошлакового переплава, получивших всемирное признание. В экспозиции представлена печь электрошлакового переплава, позволяющая получать стальные слитки массой до 150 т. Здесь же демонстрируется уникальная плазменная печь, созданная в содружестве с учеными ГДР.

Семья установок «Кристалл» отражает сегодняшние возможности советской электротехники в области производства кристаллических материалов для электроники и радиотехники, силовой полупроводниковой техники и ювелирной промышленности. Продукция этих установок — монокристаллы кремния диаметром до 80 мм и разноцветные кристаллы, имитирующие драгоценные камни.

Советский Союз — родина электрической сварки. Последние достижения в этой области представлены на выставке плазмотронами, позволяющими производить сварку, резку и наплавку практически всех металлов при различном атмосферном давлении.

Расширяется область применения электронно-лучевой сварки, оптимально решающей проблему резки цветных металлов, сплавов и нержавеющих сталей. В разделе показана новейшая высокопроизводительная установка для электронно-лучевого нагрева УВЛ-3001.

Значение синтеза силовой электротехники, вычислительных машин и электронной автоматики с особой отчетливостью проявляется в различного рода комплексах, предназначенных для работы в космосе. Именно на таком сочетании в схемных и конструктивных решениях базируется экспонируемая на выставке электронно-механическая система управления ориентацией орбитальной станции, по тому же принципу построены бесконтактные электродвигатели постоянного тока для систем терморегулирования в космических аппаратах, систем жизнеобеспечения в скафандрах и т. д.

Народнохозяйственное значение спутников систем «Метеор» трудно переоценить. Они во много раз повышают оперативность прогнозирования погоды и позволяют своевременно оповещать о стихийных явлениях геолого-разведочных и другие изыскательские экспедиции на всей территории нашей страны, а также команды кораблей и самолетов, совершающих рейсы в различных районах планеты.

Без современной электротехнической аппаратуры нельзя сегодня представить себе ни одной экспериментальной медицинской лаборатории. Вниманию посетителей предлагается разработанная совместно с ведущими медицинскими учреждениями аппаратура, частично или полностью выполняющая функции отдельных органов — искусственной почки, сердца, легких, печени.

В экспозиции представлен также широкий набор диагностических приборов и устройств. Среди них унифицированная модельная система для сбора данных о давлении, температуре, скорости кровотока, для анализа веществ в крови и тканях, а также для обобщенного наблюдения за пациентом, для бескровного исследования сердечно-сосудистой системы, ультразвуковая аппаратура для хирургии.

Центральное место в экспозиции занимает показ технически совершенных комплексов электрооборудования для оснащения ведущих отраслей народного хозяйства.

Представляют интерес экспонаты в разделе «Электротехника — транспорт»: электровоз с асинхронными тяговыми двигателями мощностью 9600 кВт, надежные и экономичные электровозы мощностью 8000 кВт с вентиляными бесколлекторными тяговыми двигателями. Здесь же можно ознакомиться с одной из последних разработок — электровозом ВЛ80Р с управляемыми кремниевыми вентилями. Система плавного регулирования напряжения в этом электровозе позволяет повысить массу поезда на 6—8%.

Для транспортирования угля, руды и других полезных ископаемых наша промышленность выпускает эффективные тяговые агрегаты, отличающиеся высокой маневренностью и эксплуатационной надежностью. В их числе агрегат ОПЭ-1А мощностью 6730 кВт с атомным источником питания. Этот агрегат представлен в советской экспозиции.

В большегрузных автосамосвалах применена электрическая трансмиссия для автоматического плавного, бесступенчатого регулирования скорости. Специальная энергетическая установка позволяет самосвалу на крутых подъемах сохранять скорость до 15 км/ч.

Технику для погрузочно-разгрузочных работ и транспортно-складских работ представляют электропогрузчики, электротележки и электротраллеры с раздельным приводом колес, обеспечивающим необходимую маневренность этих машин в узких складских помещениях.

Среди последних разработок, представленных в экспозиции, — электротягач ЭТГА-0251 с программным управлением для перевозки грузов на прицепе без водителя, электропогрузчик ЭПК-0805 грузоподъемностью 0,8 т, специально предназначенный для работ внутри контейнеров, электротележка ЭТ-550 грузоподъемностью 5 т и др.

Заключает раздел электрооборудование для вагонов метро с тиристорно-импульсным регулированием возбуждения и пуска тяговых двигателей, автоматизированной системой вождения и управления, а также новейшие системы тиристорно-импульсного регулирования для управления трамваями и троллейбусами.

Для электрификации сельского хозяйства электропромышленность СССР поставляет самую современную технику, позволяющую осуществлять комплексную электромеханизацию и автоматизацию различных отраслей сельскохозяйственного производства.

Особую группу составляет специальное электрооборудование, рассчитанное на работу в агрессивной среде животноводческих и птицеводческих ферм. Именно для этих целей предназначены представленные в разделе комплексы электрооборудования для животноводческих ферм и комплексов.

По добыче нефти и газа Советский Союз занимает одно из первых мест в мире. Электротехника вносит серьезный вклад в оснащение нефтегазовой промышленности. Для бурения нефтяных и газовых скважин выпускаются электротрубы с телеметрической системой управления, каротажные кабели, электроприводы лебедок, погружные электродвигатели для открытой откачки нефти, а также мощные погружные электродвигатели для закачки воды в пласт.

Для нефтяников предназначаются и унифицированные комплектиные распределительные устройства в блочном исполнении, станции управления насосами и электротурбами, секционированные кабельные линии для питания электротурбов.

Одно из центральных мест в экспозиции занимает погружная электронная система, осуществляющая контроль пространственного положения скважин и технологических параметров непосредственно в процессе бурения. Эта система не имеет аналогов в мировой практике, так же как и электровибробуровой снаряд, созданный советскими электротехниками для высокоеффективного бурения взрывных скважин.

Большой промышленный интерес представляют и такие экспонаты, как электротурб для проходки сверхглубоких скважин, погружной центробежный насос с погружным электродвигателем, асинхронный электропривод лебедки и другое оборудование, обеспечивающее высокую электрооборудованность и производительность труда. Здесь же демонстрируются электросварочные автоматы для дуговой сварки газопроводных труб большого диаметра.

Механизация и автоматизация трудоемких процессов в горнодобывающих отраслях промышленности осуществляется на основе внедрения комплектного оборудования.

Для нужд угольной промышленности электротехника поставляет специальный взрывозащищенный комплекс, включающий электродвигатели, высоковольтные распределительные

устройства, электроприводы забойных механизмов, светильники, шахтные трансформаторы, мощные рудничные электротрекозы.

Повышение класса напряжения — это не только вопрос увеличения производительности шахтного электрооборудования, но и вопрос его взрывобезопасности. К принципиально новым видам такого рода техники относится, например, комплекс электрооборудования для забоев угольных шахт на напряжение 1140 В.

Особо следует отметить взрывозащищенную станцию управления электроприводами угледобывающих комплексов СУВ-600, компактную, удобную в эксплуатации и мобильную. Она является самой мощной из всех существующих станций подобного назначения.

Значительная часть советской экспозиции по праву отведена электрическим машинам — одному из важнейших видов электротехнической продукции.

Здесь представлены электрические двигатели общепромышленного применения, в том числе двигатели серии 4-А во всех модификациях, выполненные с учетом последних достижений мирового электромашиностроения и при активном взаимодействии электротехников стран социалистического содружества. Высокий технический уровень отличает советские электрические машины малой мощности, применяемые для автоматизации промышленных съемов и в управляемых системах. Повышенными показателями надежности характеризуются экспонируемые образцы краново-металлургических электродвигателей постоянного тока для подъемно-транспортных механизмов, электродвигателей, предназначенных для электропривода судовых механизмов и других электрических машин специального назначения.

Многообразна гамма силовых полупроводниковых приборов и устройств на их основе.

Среди экспонатов «Преобразовательной техники и электропривода» представлена серия аналоговых элементов. Из набора относительно простых унифицированных модулей можно создать системы управления и регулирования любой сложности.

Постоянным спросом в народном хозяйстве пользуются тиристорные преобразователи частоты и регулируемые электроприводы на их основе. Стенды экспозиции знакомят с преобразователями частоты малой и средней мощности не только для электроприводов массовых серий, но и для уникальных комплектных электроприводов большой мощности.

Аппараты низкого напряжения представлены новейшими образцами релейно-контактной аппаратуры и устройствами бесконтактной автоматики.

Разнообразна экспозиция кабельной техники. Советская промышленность выпускает кабельную продукцию 2500 марок. На выставке демонстрируются образцы высокоеconomичных кабелей, комплектные кабельные устройства для дальних линий электропередач. Особого внимания заслуживают сверхпроводящие и криорезистивные провода для мощных криогенетических генераторов и криотрансформаторов.

Электроизоляционные материалы представлены формовочными сплющителями, профильными стеклопластиками, стеклослюдниками, лентами, образцами термореактивной изоляции, фольгированными диэлектриками. Наиболее перспективными из числа экспонируемых видов электроизоляции являются композиционные материалы, полученные на основе сочетания синтетических пленок со стеклотканями и бумаги из полиэфирных волокон с волокнами ароматического полимидами.

Завершается советская экспозиция показом новых высокоеconomичных источников света и разнообразной бытовой техники.

**Н. П. ЛОНГИНОВА, старший методист-редактор советского раздела
международной выставки «Электро-77»**



К сведению организаций

В I квартале 1977 г. в издательстве стандартов изданы на русском языке следующие стандарты международной электротехнической комиссии (МЭК):

315—1А «Методы измерений параметров радиоприемников различных классов излучений. Часть 1. Общие условия и методы измерения различных типов радиоприемников

Приложение А.

315—2 «Методы измерений параметров радиоприемников различных классов излучений. Часть 2. Низкочастотные измерения»

251—2 «Методы испытаний обмоточных проводов. Часть 2. Провода эмалированные медные скрученные с волокнистой обмоткой»

265С «Выключатели нагрузки высокого напряжения. Испытания на коммутацию линий и кабелей». Третье дополнение к публикации 265

86—1 «Первичные элементы и батареи. Часть 1. Общие положения»

268—4 «Оборудование для электроакустических систем. Часть 4. Микрофоны»

315—5 «Методы измерений параметров радиоприемников различных классов излучений. Часть 5. Высокочастотные измерения. Измерения реакции радиовещательных приемников с частотной модуляцией на импульсную помеху»

353 «Высокочастотные заградители»

481 «Устройства присоединения для каналов высокочастотной связи по линиям электропередачи»

495 «Рекомендуемые значения входных и выходных параметров аппаратуры высокочастотной связи по высоковольтным линиям с одной боковой полосой»

400 «Патроны для трубчатых люминесцентных ламп и стартеров»

79—1 «Электрическое оборудование для взрывоопасных сред. Часть 1. Конструирование, проверка и испытание взрывонепроницаемых оболочек электрооборудования»

79—10 «Электрическое оборудование для взрывоопасных сред. Раздел 10. Классификация опасных зон»

359 «Выражение технических характеристик электронной измерительной аппаратуры»

177 «Аудиометры чистого тона для целей общей диагностики»

326С «Общие требования и методы измерений для плат с печатным монтажом». Третье дополнение к публикации 326

249—2Д «Фольгированные материалы для печатных схем. Часть 2. Технические условия». Четвертое дополнение к публикации 249—2

106 «Рекомендуемые методы измерения излучаемых и наводимых в сети питания помех от радиовещательных приемников для приема сигналов с амплитудой и частотной модуляцией от телевизионных приемников»

317—9 «Технические условия на конкретные типы обмоточных проводов. Часть 9. Эмалированные круглые медные провода с высокими механическими свойствами, применяемые в холодильных установках»

317—10 «Технические условия на конкретные типы обмоточных проводов. Часть 10. Эмалированные круглые медные провода с температурным индексом 180, применяемые в холодильных установках»

317—11 «Технические условия на конкретные типы обмоточных проводов. Часть 11. Провода скрученные медные эмалированные с шелковой обмоткой»

326В «Общие требования и методы измерений для плат с печатным монтажом»

178 «Аудиометры чистого тона для отбора людей по остроте слуха»

249—2Е «Фольгированные материалы для печатных схем. Часть 2. Технические условия»

Технические условия № 6. Фольгированный медью слоистый листовой материал на основе целлюлозной бумаги, пропитанной фенольным связующим, сорт огнестойкий»

126 «Образцовая акустическая соединительная камера МЭК для измерения характеристик слуховых аппаратов, использующих телефоны, связанные при помощи узких вставок»

179А «Точные шумомеры. Дополнительные характеристики для измерения импульсных звуков»

303 «Временная образцовая акустическая соединительная камера МЭК для градуировки головных телефонов, используемых в аудиометрах»

123 «Рекомендация по шумомерам»

445 «Обозначение зажимов приборов и общие правила единой системы маркировки зажимов с использованием буквенно-цифровой системы обозначения»

249—2А «Фольгированные материалы для печатных схем. Часть 2. Технические условия. Чистота поверхности»

204—1В «Допустимые нагрузки на провода с изоляцией из поливинилхлорида и защита их от коротких замыканий»

204—1С «Дополнение Е. Примеры чертежей, схем, таблиц и инструкций»

429 «Классификация проводов сопротивления, применяемых для нагревания»

437 «Испытание высоковольтных изоляторов на радиопомехи»

438 «Испытания и размеры высоковольтных изоляторов постоянного тока»

287 «Расчет номинального тока в кабелях при продолжительном режиме (100% коэффициент нагрузки)»

34—8 «Вращающиеся электрические машины. Часть 8. Маркировка выводов и направления вращения вращающихся машин»

391 «Маркировка изолированных проводов»

383 «Испытания изоляторов из керамического материала и стекла для воздушных линий на номинальное напряжение свыше 1000 В»

Указанные стандарты можно заказать или приобрести по следующим адресам: Центральная контора по распространению стандартов, Москва, Б. Черемушкинская, д. 30, кор. 2.

Магазин стандартов № 1
Москва, Донская ул., д. 30



МИХАИЛ ГРИГОРЬЕВИЧ ЧИЛИКИН

21 января 1977 г. скоропостижно скончался лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, ректор Московского ордена Ленина энергетического института с 1952 по 1976 г., заведующий кафедрой автоматизированного электропривода МЭИ, доктор технических наук, профессор Михаил Григорьевич Чиликин.

Михаил Григорьевич работал в Московском энергетическом институте с 1935 г. с двухлетним перерывом во время Великой Отечественной войны, когда он был директором одного из московских заводов. Педагогическую деятельность М. Г. Чиликин начал в должности ассистента кафедры «Электрооборудование промышленных предприятий», одновременно обучаясь в аспирантуре. В 1938 г. он защитил кандидатскую диссертацию, в 1951 г. был утвержден в звании профессора, в 1954 г. защитил докторскую диссертацию.

В 1951 г. М. Г. Чиликин возглавил кафедру «Автоматизированный электропривод». За годы руководства кафедрой им был создан высококвалифицированный научно-педагогический коллектив. Он лично проводил большую учебно-методическую работу и возглавлял научные исследования по актуальным проблемам электромеханики, имеющим большое значение для народного хозяйства. Под его руководством выполнено 12 кандидатских диссертаций.

Из 284 статей и книг, опубликованных М. Г. Чиликиным лично и в соавторстве, следует отметить выдержавший пять изданий и переведенный на английский, французский и языки многих социалистических стран учебник «Общий курс электропривода», монографии «Силовой электрогидропривод», «Асинхронный дроссельный электропривод», «Дискретный электропривод с шаговыми электродвигателями», пять раз



переиздававшийся «Электротехнический справочник», учебное пособие «Основы автоматизированного электропривода». Важное место среди ее публикаций занимают научно-методические работы, посвященные проблемам развития высшей школы.

Наряду с учебной и научной деятельностью М. Г. Чиликин на протяжении многих лет вел большую учебно-административную работу: сначала в должности начальника учебного управления МЭИ, затем заместителя директора по учебной работе и, наконец, ректора института. Он умело организо-

вал большую методическую работу профессорско-преподавательского состава института и пользовался заслуженным авторитетом в коллективе преподавателей и студентов МЭИ.

М. Г. Чиликин был прекрасным организатором науки. Он являлся членом Государственного комитета СМ СССР по науке и технике, членом советов МЭИ и факультета электрификации и автоматизации промышленности и транспорта, редакционно-издательского Совета издательства «Энергия», редакционной коллегии журнала «Электротехническое». Неоднократно он в качестве председателя Оргкомитета проводил Всесоюзные конференции по автоматизированному электроприводу и являлся признанным авторитетом среди специалистов-электроприводчиков не только в нашей стране, но и за рубежом.

Коммунист М. Г. Чиликин успешно сочетал большую научно-педагогическую деятельность с общественной работой. В течение многих лет он избирался членом парткома МЭИ, неоднократно — депутатом Моссовета, членом иленумов МГК КПСС, Первомайского, а затем Калининского РК КПСС, был делегатом XXIII съезда КПСС.

За большие достижения в деле подготовки высококвалифицированных специалистов, за заслуги в развитии науки и техники М. Г. Чиликин награжден орденом Ленина, тремя орденами Трудового Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета» и шестью медалями СССР. Он награжден также орденами ГДР и НРБ, ему присвоены почетные звания доктора наук Высшей школы Ильменау (ГДР) и Будапештского технического университета (ВНР).

Безвременная кончина Михаила Григорьевича Чиликина — тяжелая утрата для советской электротехнической науки и техники.

Государственный комитет СМ СССР по науке и технике, Министерство высшего и среднего специального образования СССР, Министерство электротехнической промышленности СССР, Министерство энергетики и электрификации СССР, Московский энергетический институт, Редакционная коллегия журнала «Электротехническое»

СОДЕРЖАНИЕ

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Соколов С. Г.—Проектирование высоковольтных изоляторов с учетом их аэродинамических характеристик	59
Херсонский А. С., Фексон Я. М.—Расчет уставок устройств автоматической коммутации трансформаторов в зависимости от нагрузки	61
Гольдич Ю. Л., Эпштейн И. Я., Гончаров А. Ф.—Сравнительная оценка схем измерения коммутационных перенапряжений в сетях с изолированной нейтралью	62
Галишников Ю. П., Моисеев В. С.—Токи последовательных коротких замыканий в турбогенераторах	64
Воздвиженский В. А., Данилов М. Е.—Изоляционные характеристики вакуумных дугогасительных камер	67
Чуничин А. А., Анке Э., Стrogанов Б. Г.—Износ контактов при синхронизированном отключении цепей высокого напряжения	70
СООБЩЕНИЯ	
Березовский А. Ф.—Анализ устройства релейной защиты последовательным усложнением его математической модели	73
Орешенко Р. А.—Границы прерывистого тока вентильных преобразователей	76
Гольдштейн М. Е.—Параметры и допустимые нагрузки схем с групповым соединением вентиляй	78
Годлевский В. С., Левитский В. Г.—Вычисление частных производных характеристик линейных электрических схем	82
Пиявский Р. С.—Рациональная система параметров для несинусоидального асимметричного тока промышленной частоты при электролизе	85
ХРОНИКА	

CONTENTS

On International Standardization of Rated Network Voltages— L. A. Soldatkina, A. M. Golunov	1
Generalized Characteristics for the Circuitry and Operating Conditions of Power System Networks— V. V. Ershevitch, G. R. Kiner	5
Automatic Frequency Load Shedding as a Means for Power System Resynchronization— R. S. Rabinovitch	9
Evaluating the Potential Distribution Along Long Insulator Strings— G. N. Alexandrov, P. V. Gorbunov, S. V. Krilov	14
A Method for Calculating the Electric Load at Large Livestock Plants— L. S. Liwshitz, V. V. Pliugachev	20
A Method of Calculating Transients in Controlled Electric Machines— U. G. Shakarian, A. E. Zagorski	23
The Temperature Field at the Poles of D. C. Machines— I. N. Bogayenko, U. A. Timofeyev	25
Impulse Type Secondary Supply Sources Having Constant Power Consumption— V. V. Bocharov, S. R. Miziurin, O. B. Reznikov, V. R. Chorba	31
Application of Predictive Correction in Servomechanisms With Play— M. A. Borovikov	37
A Dynamic Model System for a Controlled Rectifier for Continuous Current Duty— A. D. Pozdyev	43
Characteristics of Hysteresisless Magnetization of Ferromagnetic Cores— N. M. Zolotova, G. V. Subbotina	50
A Method for Long—Hand Calculation of Energy Transfer in a Six-Electrode Rectangular Furnace— B. M. Strunski	55

FROM OPERATING EXPERIENCE	
Design of HV Insulators With Account Taken of Their Aerodynamical Characteristics— S. G. Sokolov	59
Calculation of Settings for Load—Responsive Automatic Switching Devices for Transformers— A. S. Khersonski, J. M. Fekson	61
A Comparative Appraisal of Circuits for Measuring Switching Surges in Networks With Insulated Neutrals— U. L. Goldtich, I. J. Epstein, A. F. Goncharov	62
Currents for Sequential Short Circuits in Turbo-generators— U. P. Galishnikov, V. S. Moiseyev	64
Insulation Characteristics of Vacuum Arc Chutes— V. A. Vozdvidjenski, M. E. Danilov	67
Contact Wear for Synchronized Interruption of HV Circuits— A. A. Chunikhin, E. Anke, B. G. Stroganov	70
REPORTS	
Analysis of a Protective Relay Device by Stepwise Complication of Its Mathematical Model— A. F. Berezovski	73
The Limiting Values of Intermittent Current in Electronic Converters— R. A. Oreshenko	76
Parameters and Permissive Loads for Circuits With Group Connection of Valves— M. E. Goldstein	78
Calculation of Partial Derivatives for Linear Circuit Characteristics— V. S. Godlevski, V. G. Levitski	82
A Rational System of Parameters for Non-sinusoidal Asymmetrical Power Frequency Current During Electrolysis— R. S. Piyavski	85
CHRONICLE	

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.3.027

О международной стандартизации номинальных напряжений электрических сетей. Солдаткина Л. А., Голупов А. М. — «Электричество», 1977, № 6.

В статье излагаются основные положения 5 издания Публикации 38 «Стандартные напряжения МЭК», работу над которым Технический комитет № 8 Международной электротехнической комиссии закончил в 1976 г. Библ. 3.

УДК 621.311.001.24

Обобщенные показатели схемы и режима электрической сети энергосистемы. Ершевич В. В., Кинер Г. Р. — «Электричество», 1977, № 6.

Рассмотрены вопросы методики анализа больших массивов информации, представляемых специалисту-технологу в результате выполненных с помощью ЦВМ электрических расчетов сложной сети современной энергосистемы. Предложены две группы обобщенных показателей, одна из которых характеризует массив данных об исходной схеме сети, вторая — результаты расчета. Сформулированы некоторые требования к машинным методам анализа результатов расчета режима электрической сети, даны рекомендации по отображению результатов расчета. Библ. 2.

УДК 621.311.018.91.001.24

Автоматическая частотная разгрузка как средство ресинхронизации энергосистем. Рабинович Р. С. — «Электричество», 1977, № 6.

Показана эффективность применения АЧР как средства ресинхронизации дефицитных энергосистем. Изложена методика расчета АЧР (выбор установок, объема разгрузки и ее размещение) для обеспечения ресинхронизации. Приведен пример расчета. Библ. 8.

УДК 621.315.624.015.1

Оценка распределения напряжения вдоль длинных гирлянд изоляторов. Александров Г. Н., Горбунов П. В., Крылов С. В. — «Электричество», 1977, № 6.

Приведены результаты исследования электрического поля длинных поддерживающих гирлянд подвесных изоляторов линий сверхвысокого напряжения. На основе анализа полей проводов и опор показано влияние конструкции расщепленного провода на распределение напряжения вдоль длинных гирлянд изоляторов и установлено соответствие данных расчетов и результатов экспериментов по измерению распределения напряжения длинных гирлянд изоляторов. Показано влияние конструкций арматуры поддерживающего зажима на распределение напряжения по элементам поддерживающей гирлянды изоляторов. Библ. 7.

УДК 621.3.016.3.63.001.24

О методе расчета электрических нагрузок на крупных животноводческих комплексах. Лившиц Л. С., Плюгачев В. В. — «Электричество», 1977, № 6.

Предложен метод расчета электрических нагрузок на крупных животноводческих комплексах. Показано, что среднестатистическое относительное приращение отклонение и генеральный коэффициент использования связанны функциональной связью. Предложенный метод расчета нагрузок наиболее точно отражает физическую сущность формирования суммарных нагрузок в животноводстве. Выдвинутые положения подтверждены экспериментальными исследованиями. Проведено сравнение предлагаемого метода с методами расчета электрических нагрузок, используемыми в промышленности. Библ. 4.

УДК 621.313.3.018.782.3.001.24

Метод расчета переходных процессов регулируемых электрических машин. Шакарян Ю. Г., Загорский А. Е. — «Электричество», 1977, № 6.

В работе предложен метод расчета переходных процессов в регулируемых электрических машинах, позволяющий в ряде случаев достаточно просто получить аналитические выражения, связывающие параметры энергии в переходном процессе с параметрами машины и нагрузки. Приведены примеры использования указанного метода. Библ. 3.

УДК 621.313.044.6.017.77.001.24

Температурное поле полюсов машин постоянного тока. Богаенко И. Н., Тимофеев Ю. А. — «Электричество», 1977, № 6.

Изложен метод определения температурного поля полюса в трехмерном пространстве. Решение получено в виде однотипных рядов, легко поддающихся программированию.

Приведен пример расчета температурного поля для полюса машины постоянного тока. Библ. 5.

УДК 621.311.6.001.3

Импульсные вторичные источники питания с постоянным потреблением мощности. Бочаров В. В., Мизурин С. Р., Резников О. Б., Чорба В. Р. — «Электричество», 1977, № 6.

Рассмотрены три варианта рационального построения импульсных вторичных источников питания с емкостным накопителем, имеющим высокий к. п. д. и малую массу при обеспечении постоянства входного сопротивления:

с промежуточным емкостным накопителем и предвключенным дозатором (источником постоянной мощности);

с дополнительным конденсатором, подключаемым в зарядной паузе;

с промежуточным емкостным накопителем и предвключенным индуктивно-емкостным преобразователем переменного тока.

Приведены методы расчета динамики и энергетических показателей рассмотренных схем, позволяющие выбирать основные параметры исходя из заданных требований. Библ. 5.

УДК 62-503.53.001.24

Применение упреждающей коррекции в следящих системах с люфтом. Боровиков М. А. — «Электричество», 1977, № 6.

Рассматриваются особенности применения упреждающей коррекции в следящих системах с регулируемым электро приводом постоянного тока. Показано, что в системах без люфта упреждающая коррекция реализуется путем введения отрицательной обратной связи по сигналу ошибки скоростного контура через модель интегрирующего звена; этого оказывается достаточно для получения высоких динамических показателей и точности. При наличии люфта и упругих звеньев необходимо применять устройство компенсации люфта.

Показано, что устройством компенсации люфта в системе можно полностью устранить автоколебания при практическом неограниченном увеличении общего коэффициента усиления. Дается методика расчета параметров устройств упреждающей коррекции с учетом люфта и упругих звеньев по заданному показателю колебательности. Библ. 5.

УДК 621.314.632.001.57

Динамическая модель управляемого выпрямителя в режиме непрерывного тока. Поздеев А. Д. — «Электричество», 1977, № 6.

Предложена динамическая модель в малом управляемом выпрямителе в режиме непрерывного тока с учетом коммутации вентиляй. Дано ее математическое описание с использованием теории z-преобразования. Продемонстрировано применение этой модели для анализа устойчивости астатической системы второго порядка с управляемым выпрямителем. Библ. 10.

УДК 3.042:621.318.34/.001.5

Характеристики безгистерезисного намагничивания ферромагнитных сердечников. Золотова Н. М., Субботина Г. В. — «Электричество», 1977, № 6.

Приводятся результаты экспериментального определения характеристик безгистерезисного намагничивания ферритовых и витых материалов с высокими значениями магнитной проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса. Эти характеристики существенно зависят от частоты убывающего магнитного поля. Показана возможность получения весьма высоких значений начальной проницаемости при идеальном намагничивании $\mu_{ii}(0)$ для сердечников, изготовленных из лент микронных размеров. Оправдывается распространенное мнение, что $\mu_{ii}(0)$ практически совпадает с максимальной дифференциальной проницаемостью на предельной петле гистерезиса. Библ. 16.

УДК 621.365.5:669.15.001.24

Способ аналитического расчета переноса энергии в шестиэлектродной прямоугольной печи. Струинский Б. М. — «Электричество», 1977, № 6.

Показано, что шестиэлектродную прямоугольную печь нельзя рассматривать состоящей из трех независимых однофазных ванн. Имеет место перенос энергии, изменяющий активное и реактивное сопротивление фаз и горна под каждым электродом и вызывающий различную посадку электродов в ванне. Дан расчет переноса для печи мощностью 63 МВ·А и показано как распределяется мощность в ванне. Библ. 4.

УДК 621.315.623.5.027.8.001.2

Проектирование высоковольтных изоляторов с учетом их аэродинамических характеристик. Соколов С. Г. — «Электричество», 1977, № 6.

Рассматриваются аэродинамические и высоковольтные характеристики различных типов опорных изоляторов. Дается обоснование необходимости учета аэродинамических характеристик при проектировании высоковольтных изоляторов для районов с интенсивным загрязнением. Рассматривается методика выбора форм и размеров элементов изоляторов. Описывается форма стержневого изолятора, имеющего оптимальные разрядные характеристики. Библ. 3.

УДК 621.311.42.014.2.001.24

Расчет установок устройств автоматической коммутации трансформаторов в зависимости от нагрузки. Херсонский А. С., Фексон Я. М. — «Электричество», 1977, № 6.

Приводится методика расчета установок по току устройств автоматической коммутации одного из трансформаторов двухтрансформаторных подстанций с трансформаторами разных мощностей и типов. Библ. 2.

УДК 621.316.57.001.4

Сравнительная оценка схем измерения коммутационных перенапряжений в сетях с изолированной нейтралью. Гольдич Ю. Л., Эпштейн И. Я., Гончаров А. Ф. — «Электричество», 1977, № 6.

Приведены различные схемы включения измерительных приборов для регистрации внутренних перенапряжений при коммутации индуктивных нагрузок в сетях с изолированной нейтралью. Рекомендована наиболее рациональная схема измерения из условия минимальной погрешности.

УДК 621.313.322-81.014.38.001.24

Токи последовательных коротких замыканий в турбогенераторах. Галащиков Ю. П., Мoiseев В. С. — «Электричество», 1977, № 6.

С использованием моделей турбогенератора, работающего как автономно, так и параллельно с системой, которые реализованы в виде Фортран-программ для ЭВМ «Минск-32», проведен анализ последовательных коротких замыканий на выводах статора при различных значениях и характере предварительной нагрузки. Результаты, характеризующие возрастание ударных токов и непрохождение токов через нуль вследствие последовательности замыканий, свидетельствуют о значительно более тяжелых в сравнении с предусмотренными ГОСТ 657-70 условиях работы высоковольтных быстродействующих выключателей при отключении таких коротких замыканий. Библ. 8.

УДК 621.317.333.8.064.42

Изоляционные характеристики вакуумных дугогасительных камер.
Воздвиженский В. А., Данилов М. Е. — «Электричество», 1977, № 6.

Разработана методика измерений изоляционных характеристик вакуумных дугогасительных камер (ВДК). Исследованы тренировочные характеристики большого количества ВДК после различных эксплуатационных воздействий. Наибольшее снижение электропрочности обнаружено в режиме бестоковых замыканий и размыканий выключателя. Для режима бестоковых замыканий получены зависимости напряжения первого пробоя от расстояния между контактами для некоторых материалов.

Установлена связь значений предпробивных токов и пробивных напряжений с режимом эксплуатации ВДК и возникновением микрорезонансов на поверхности контактов. Библ. 12.

УДК 621.316.542.061.241.027.3.066.6.001.6

Износ контактов при синхронизированном отключении цепей высокого напряжения. Чуничин А. А., Анке Э., Строганов Б. Г. — «Электричество», 1977, № 6.

Излагаются результаты экспериментального исследования износа контактов в зависимости от времени с момента размыкания контактов до момента перехода отключаемого тока через нуль. Кроме этого, в статье рассматривается влияние материала контактов на эрозию последних в условиях синхронизированного отключения. Далее показывается влияние расстояния между контактами в момент перехода тока через нуль на износ контактов. Библ. 5.

УДК 621.316.925.001.57

Анализ устройства релейной защиты последовательным усложнением его математической модели. Березовский А. Ф. — «Электричество», 1977, № 6.

Рассмотрены условия срабатывания трехфазного устройства, в котором чувствительность исполнительного электромагнитного токового реле изменяется нуль-индикатором в зависимости от сдвига фаз между токами. При анализе применяются прием последовательного усложнения математической модели, временная диаграмма в полярных координатах, предварительно обобщенный приближенный графоаналитический метод расчета выпрямителей с емкостной реакцией нагрузки и метод итераций. Библ. 7.

УДК 62-83:621.314.6

Границы прерывистого тока вентильных преобразователей. Орленко Р. А. — «Электричество», 1977, № 6.

Исследованы границы прерывистого тока m -фазных вентильных преобразователей, имеющих широкий импульс управления, с шунтирующим вентилем в нагрузке и без него. Даны оценки влияния ширины импульса управления и шунтирующего вентиля на границы прерывистого тока. Определена погрешность расчета индуктивности цепи нагрузки, вызванная фактом пренебрежения активным сопротивлением нагрузки. Библ. 7.

УДК 621.314.632.062.016.3.001.24

Параметры и допустимые нагрузки схем с групповым соединением вентиляй. Гольдштейн М. Е. — «Электричество», 1977, № 6.

При групповом соединении вентиляй их токи, рассеиваемые ими мощности и температуры их полупроводниковых структур являются случайными величинами, числовые характеристики функций распределения которых определяются параметрами схемы группового соединения. В статье рассматривается метод определения параметров и нагрузки преобразователя с групповым соединением вентиляй, применяемый к различным схемам выравнивания токов, работающим как в нормальных режимах, так и при обрывах параллельных ветвей, при различном числе вентиляй в каждой ветви и учитывающий влияние магнитных полей и активных сопротивлений сборных шин на токораспределение в преобразователе. Библ. 5.

УДК 621.372.012.7.001.24

Вычисление частных производных характеристик линейных электрических схем. Годлевский В. С., Левитский В. Г. — «Электричество», 1977, № 6.

С целью сокращения трудоемкости вычисления частных производных частотных характеристик и характеристик переходных режимов линейных схем предлагается учитывать тип проводимостей ветвей, подключенных к узлам схемы, что позволяет уменьшить размерность многократно вычисляемых обратных матриц. Библ. 5.

УДК 621.357.7

Рациональная система параметров для несинусоидального асимметричного тока промышленной частоты при электролизе. Пиявский Р. С. — «Электричество», 1977, № 6.

Предлагаемая система параметров, предназначенная для асимметрических токов промышленной частоты с амплитудным и временным регулированием средних значений составляющих тока противоположного направления. Она основана на использовании электроизмерительных приборов магнитоэлектрической системы и позволяет представлять зависимости свойств покрытий и показателей процесса от токового режима в удобной системе координат. В качестве параметра интенсивности процесса принята постоянная составляющая тока I_0 , информация о геометрической форме кривой тока заключается в коэффициенте асимметрии K_A , дополненного в случае временного регулирования углом управления в катодный полупериод Φ_K . Через эти параметры могут быть определены действующие (среднеквадратичные) значения токов, а также расход энергии на электролиз. Библ. 8.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко, Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14/IV 1977 г.

Подписано к печати 8/VI 1977 г.

Т-11731

Формат 60×90^{1/8}

Усл. печ. л. 12,0

Уч.-изд. л. 15,69

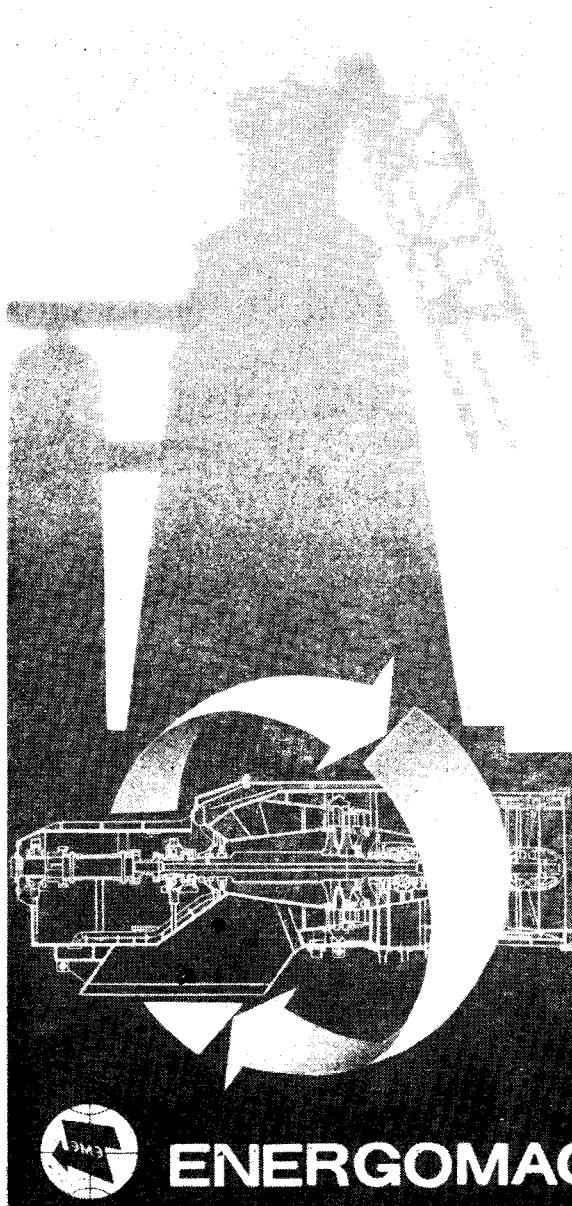
Тираж 9260 экз.

Цена 80 коп.

Зак. 132

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-114, Шлюзовая наб. 10.

САМЫЙ ДЕШЕВЫЙ ИСТОЧНИК ПОЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ



Газовая утилизационная бескомпрессорная турбина типа ГУБТ использует энергию уходящих доменных газов на металлургических предприятиях.

Конструкцию турбины выгодно отличают: компактность, экономичность, быстрая самоокупаемость, надежность и простота в эксплуатации при полной автоматизации турбоагрегата, транспортабельность.

Мощность, МВт 6—12

Давление доменного газа на входе, кгс см⁻² 1,6—2,5

Расход доменного газа, м³ 240 000—360 000

Турбина легко встраивается в технологический цикл действующего доменного производства вместо дроссельных устройств и обеспечивает улучшение технологии и повышение экономичности производственного цикла.



ENERGOMACHEXPORT

ЭКСПОРТЕР — В О «ЭНЕРГОМАШЭКСПОРТ» СССР, 117330, Москва,
Мосфильмовская, 35. Телефон: 147-21-77.

Телекс: 7565.

Цена 80 коп.

Инде
711

Электричество, 1977, № 6, 1-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru