

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1976



издательство · ЭНЕРГИЯ ·

3

## Современное состояние и проблемы создания турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов

Чл.-корр. АН СССР ГЛЕБОВ И. А., доктор техн. наук ДАНИЛЕВИЧ Я. Б.  
ВНИИэлектромаш, Ленинград

В IX пятилетке НИИ, КБ и заводы крупного электромашиностроения провели большую работу по исследованиям, разработке и внедрению новых типов турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов. Основной задачей на современном этапе является создание новых типов турбо- и гидрогенераторов с улучшенными технико-экономическими показателями, а также модернизация и повышение показателей уже выпускаемых типов машин. При этом первоочередное внимание должно быть уделено обеспечению высоких показателей надежности при одновременном улучшении весовых характеристик и обеспечении заданного уровня электромагнитных параметров.

**Турбогенераторостроение.** В IX пятилетке отечественным турбогенераторостроением освоено серийное производство турбогенераторов мощностью 500 и 800 МВт на 3000 об/мин (табл. 1). В ближайшие годы предполагается создание турбогенератора мощностью 1200 МВт на 3000 об/мин, а также турбогенераторов мощностью 500 и 1000 МВт на 1500 об/мин. Одновременно должны вестись работы по генераторам большей мощности — 1600 МВт при 3000 об/мин и 2000 МВт при 1500 об/мин. Кроме того, одной из важнейших задач турбогенераторостроения является модернизация турбогенераторов мощностью до 300 МВт включительно.

Прогресс в турбогенераторостроении, как известно, достигнут в основном за счет совершенствования систем охлаждения. Повышение эффективности охлаждения обмотки статора в турбогенераторах мощностью 500—800 МВт было обеспечено за счет совершенствования непосредственного водяного охлаждения обмотки [Л. 1 и 5], при этом в турбоген-

нераторе мощностью 800 МВт применена параллельная система охлаждения всех стержней, такая же схема будет использована и в турбогенераторе 1200 МВт.

В турбогенераторах 500 и 800 МВт усовершенствовано охлаждение сердечника статора, при этом в турбогенераторах серии ТВВ принята тангенциальная схема вентиляции с чередованием горячих и холодных зон.

Во всех типах генераторов предусмотрено усиленное охлаждение крайних пакетов сердечника статора.

Дальнейшим развитием систем охлаждения сердечника статора является внедрение жидкостного охлаждения. В турбогенераторах типа ТЗВ-60-2 с полностью водяным охлаждением это осуществляется с помощью плоских силуминовых охладителей, запрессованных между пакетами стали статора. В турбогенераторах типа ТВМ-300 мощностью 300 МВт с масляным охлаждением статора сердечник охлаждается за счет протекания масла в аксиальных каналах [Л. 2].

При создании новых типов турбогенераторов были значительно усовершенствованы системы охлаждения ротора. В турбогенераторах серии ТВВ применена многоструйная система газового охлаждения ротора с забором водорода из зазора с помощью заборников. В турбогенераторе мощностью 800 МВт этой серии применены внутренние охлаждающие каналы, внедрены трапецидальные пазы, усиlena вентиляция лобовых частей обмотки. Значительное повышение эффективности газового охлаждения достигается путем установки в зазоре аксиальных барьеров на границах отсеков статора. В результате существенно расширены пределы

Таблица 1  
Основные данные турбогенераторов, изготовленных  
и спроектированных в IX пятилетке

Параметры	Тип турбогенератора				
	TBB-500-2	TГВ-500	TBB-800-2	TBB-1200-2 (проект)	TГВ-500-4 (проект)
Мощность, МВт	500	500	800	1200	500
Частота вращения, об/мин	3000	3000	3000	3000	1500
Коэффициент мощности	0,85	0,85	0,9	0,9	0,85
Напряжение, кВ	20	20	24	24	20
Давление водорода, ати	4,5	3	5	5	2
Диаметр бочки ротора, мм	1125	1120	1200	1250	1800
Удельный расход материалов, кг/кВ·А	0,65	0,59	0,58	0,457	0,755
O. K. Z.	0,42	0,45	0,475	0,437	0,45
K. п. д., %	98,8	98,8	98,82	99,03	98,6
Переходная реактивность, %	36	36	31,4	36,1	37,2
Ток ротора, А	3560	5120	3800	7720	4850
Напряжение ротора, В	478	444	608	602	472

применения водородного охлаждения роторов турбогенераторов [Л. 6].

В турбогенераторах типа ТВМ-300 и ТГВ-500 применено непосредственное водяное охлаждение обмотки ротора. В турбогенераторе типа ТВМ-300 подвод и слив воды осуществляется по радиальным трубкам, в ТГВ-500 используются U-образные водоподводы. Вода в ротор подается через центральное отверстие, при этом в генераторе ТГВ-500 применено торцевое уплотняющее устройство.

В турбогенераторе типа ТЗВ-60-2 применена оригинальная самонапорная система водяного охлаждения ротора с использованием центробежного водяного затвора, герметически отделяющего камеру слива от наружного воздуха. Водоподводы к обмотке ротора прикреплены на бандажном узле и соединяются с валом только через открытые струи воды [Л. 3].

Применение водяного охлаждения обмотки ротора значительно расширяет пределы увеличения единичной мощности турбогенераторов.

Изоляция обмоток всех современных турбогенераторов выполняется на термореактивных связующих типов слюдотерм (турбогенераторы серии ТВВ) и ВЭС-2 (турбогенераторы серии ТГВ). Оба типа изоляции выполняются на основе предварительно пропитанных лент с содержанием слюдинита до 40 %. Кратковременная электрическая прочность изоляции при 20 °C составляет 28—30 кВ/мм, рабочий градиент принимается равным 1,9—2,0 кВ/мм. Термореактивная изоляция имеет значительно большую прочность на разрыв, ударную вязкость, повышенную теплопроводность.

Термореактивная изоляция не обладает способностью при нагреве плотно прилегать к элементам крепления. Это обстоятельство, учитывая резко возросшие токовые нагрузки, заставило в современных мощных турбогенераторах обратить повышенное внимание на крепление обмоток. В пазовой части обмотки статора крепление осуществляется с по-

мощью стеклотекстолитовых полупроводящих волнистых прокладок в сочетании с плоскими прокладками, устанавливаемыми между стержнем и стенкой паза. В лобовой части обмотки статора широко используются самоусаживающиеся шнуры и формующиеся материалы [Л. 7].

Прокладки из формующегося материала устанавливаются на всех деталях крепления, расположенных непосредственно на обмотке. Кроме того, используются внутренние и наружные кронштейны и кольца, стянутые шпильками. В турбогенераторах серии ТГВ применяются также специальные натяжные устройства.

В результате внедрения новых типов крепления обмоток значительно снижен уровень их вибрации.

При создании новых типов турбогенераторов много внимания уделено вопросам крепления сердечника статора и его виброизоляции от корпуса. При этом особенно важно надежное прижатие продольных статорных ребер к сердечнику. Другое важное направление — повышение модуля упругости сердечника за счет штамповки спинки статора поперек направления проката холоднокатаной стали.

С ростом электромагнитных нагрузок в турбогенераторах мощностью 500 и 800 МВт значительно увеличились поля рассеяния, особенно в зоне крайних пакетов сердечника. Для снижения потерь и нагревов крайние пакеты выполняются ступенчатыми со шлицами. В турбогенераторах типа ТВВ торец крайнего пакета защищен медным экраном, расположенным между нажимным кольцом и крайним пакетом. Все конструктивные элементы зоны лобовых частей обмоток выполняются из немагнитных материалов, стыковые зоны деталей изолируются [Л. 4].

В последнее время в турбогенераторах большой мощности используется однопосадочная конструкция бандажного узла с консольной посадкой на бочку ротора. В турбогенераторах типа ТГВ концевые клинья ротора выполняются бронзовыми. В турбогенераторах типа ТВВ применяются медные короткозамыкающие гребенки, которые серебрятся и укладываются в два слоя внахлест. Кроме того, в большом зубе устанавливаются дополнительные демпферные стержни. В результате принятых мер допустимая величина критерия  $I_2^2 t$  ( $I_2$  — ток обратной последовательности,  $t$  — время) составляет примерно 8—10.

На мощных турбогенераторах внедряются масляные уплотнения кольцевого типа. В турбогенераторах типа ТГВ-500 используются однопоточные масляные уплотнения, в ТВВ-800-2 — двухпоточные.

Существенное значение для повышения надежности турбогенераторов имеют работы по щеточно-контактному аппарату. Основные меры сводятся к улучшению охлаждения, снижению диаметра контактных колец, применению новых типов щеток, съемных щеткодержателей, уменьшению уровня вибрации конца вала и др. В дальнейшем большое внимание должно быть уделено разработке жидкometаллических контактов.

**Гидрогенераторостроение.** За последние годы отечественное гидрогенераторостроение достигло значительных успехов. Поставлены 12 гидрогенераторов

для Красноярской ГЭС, созданы гидрогенераторы для Нурекской, Токтогульской, Чиркейской, Усть-Илимской и Зейской ГЭС. Успешно осуществлены поставки для ряда зарубежных ГЭС, в том числе для ГЭС Капивара (Бразилия) и ГЭС Табка (Сирия) — см. табл. 2. В ближайшие годы предполагается дальнейшее развитие отечественного гидрогенераторостроения. В 1976—1980 гг. будут изготовлены и введены в эксплуатацию уникальные гидрогенераторы Саяно-Шушенской ГЭС мощностью 640 МВт, ведется подготовка производства гидрогенератора для подземной ГЭС Ингурин мощностью 260 МВт, 250 об/мин, разрабатываются чертежи генератора-двигателя для Загорской ГАЭС мощностью 200/220 МВт, 150 об/мин, высоковольтного гидрогенератора для ДнепроГЭС II мощностью 104 МВт, напряжением 165 кВ, уникальных двигателей мощностью 200 МВт для Обь-Каспийского канала.

За истекшие годы выполнен большой объем исследовательских работ по совершенствованию изоляции обмотки статора, систем охлаждения гидрогенераторов, конструкции крепления сердечника и обмоток.

Важнейшим достижением гидрогенераторостроения явилось внедрение водяного охлаждения обмотки статора на гидрогенераторах Красноярской и Нурекской ГЭС [Л. 9]. В генераторах на каждый полый элементарный проводник принято несколько сплошных с последовательным соединением по воде ряда стержней. В генераторах Нурекской ГЭС для упрощения технологии пайки применяется раздельное соединение стержней по току и охлаждающей воде. Учитывая большое влияние, которое оказывает

содержание примесей в дистилляте на коррозию полых проводников, были выполнены соответствующие исследования, созданы более совершенные системы получения дистиллята.

В новых типах гидрогенераторов значительно усовершенствована система вентиляции. На самых мощных генераторах внедрена форсированная система охлаждения обмотки ротора. В генераторах Красноярской ГЭС форсирование охлаждения обмотки ротора достигнуто за счет применения попечных каналов в витках обмотки, в генераторах Нурекской ГЭС — за счет увеличения скорости обдува наружных поверхностей путем установки в межполюсных окнах выгораживающих дефлекторов.

В современных генераторах предусматривается усиленное охлаждение крайних пакетов сердечника статора за счет увеличения расхода воздуха в этой зоне, подачи холодного воздуха непосредственно от вентиляторов, установки соответствующих перегородок [Л. 12].

Достигнутый прогресс в гидрогенераторостроении в большой мере связан с внедрением изоляции на термореактивных связующих. Применяются упомянутые выше типы изоляции слюдотерм, а также изоляция типа монолит на основе сухих лент.

Надежность работы гидрогенераторов с изоляцией слюдотерм подтверждается многолетней успешной эксплуатацией машин Братской ГЭС. Для дополнительной проверки надежности были также проведены функциональные испытания изоляции при одновременном воздействии усилий, циклов нагрева и номинального напряжения при повы-

Таблица 2

## Крупнейшие гидрогенераторы, изготовленные в течение IX пятилетки

Станция	Год выпуска генератора	Мощность, МВ·А/МВт	Напряжение, кВ	Коэффициент мощности	Частота вращения		Охлаждение	Система возбуждения	Завод-изготовитель
					номинальная	угонная			
Красноярская (ст. № 11 и 12)	1971	588/500	15,75	0,85	93,8	165	Водяное обмотки статора	Ионная	ЛЭО «Электросила»
Нурекская	1972	353/300	15,75	0,85	200	360	То же	Тиристорная по схеме самовозбуждения	Уралэлектротяжмаш
Токтогульская	1974	353/300	15,75	0,85	166,7	310	Воздушное	Тиристорная независимая	Сибэлектротяжмаш
Чиркейская	1971	294/250	15,75	0,85	200	360	То же	То же	Уралэлектротяжмаш
Усть-Илимская	1974	282,5/240	15,75	0,85	125	230	“ ”	“ ”	То же
Капивара (Бразилия)	1974	178/160	14,4	0,9	100	210	“ ”	“ ”	ЛЭО «Электросила»
ДнепроГЭС II	1973	129,4/103,5	13,8	0,80	100	225	“ ”	Тиристорная по схеме самовозбуждения без последовательного трансформатора	Электротяжмаш
Табка (Сирия)	1972	117,7/100	13,8	0,85	125	265	“ ”	Тиристорная независимая	Сибэлектротяжмаш

шенной частоте. Испытания подтвердили высокие показатели изоляции.

Изоляцию типа ВЭС-2 броневого типа начали применять с 1973 г. на капсулных генераторах Канаевской ГЭС, затем на гидрогенераторах ДнепроГЭС II. Изоляция типа монолит используется на крупнейших гидрогенераторах Чиркейской, Нуракской и других станций. В гидрогенераторах Чиркейской ГЭС толщина изоляции уменьшена на 20% по сравнению с асфальто-битумной микалентной изоляцией. Изоляция типа монолит обладает хорошими механическими характеристиками [Л. 10].

Для повышения короностойкости на некоторых гидрогенераторах внедрена эмаль с карборундовым наполнителем, обеспечивающая получение нелинейной зависимости сопротивления покрытия от напряжения.

Получила дальнейшее развитие конструкция гидрогенераторов.

Гидрогенераторы Красноярской и Усть-Илимской ГЭС имеют безвальную конструкцию с опорой на крышку турбины и одним направляющим подшипником в центральной части верхней крестовины. Гидрогенераторы Токтогульской, Нуракской и Чиркейской ГЭС — подвесного исполнения с двумя направляющими подшипниками.

В генераторах Красноярской ГЭС, ГЭС Капивара, Зейской ГЭС крепление обмотки статора в пазу осуществляется усиленными клиньями и боковыми распорками из гофрированного полупроводящего стеклотекстолита. На выходе из паза используются распоры, в лобовых частях — усиленные бандажные кольца и лавсановые шнуры [Л. 11]. В генераторах Усть-Илимской ГЭС на выходе стержней из паза установлены клиновые распорки, пазовые клинья выполняются с клиновой прокладкой.

В современных гидрогенераторах много внимания уделяется совершенствованию конструкции зоны лобовых частей. Элементы крепления обмотки в этой зоне делаются из немагнитной стали, немагнитными выполняются также нажимные пальцы. Крайние пакеты изготавливаются ступенчатыми со шлицами, они склеиваются, кроме того, два последних пакета выполняются уменьшенной толщины [Л. 11 и 12].

Для повышения надежной работы гидрогенераторов в последние годы проведена большая работа по усовершенствованию конструкции стыковых зон. Было внедрено соединение секторов с помощью массивных стыковых плит и стягивающих шпилек со стыком по пазу. На гидрогенераторе Нурекской ГЭС для обеспечения лучшего качества стыковых пазов разъем сердечника осуществляется по зубцу. Статор этого генератора имеет форму двенадцатигранника.

В современных мощных гидрогенераторах подпятники выполняются как с регулируемыми винтовыми опорами (гидрогенераторы Красноярской ГЭС), так и с гидравлической опорой (гидрогенераторы Нурекской ГЭС). Для улучшения теплоотвода внедрены сегменты с медным подслоем, надежность при пуске и остановке генераторов обеспечивается получившей распространение подачей смазки под давлением.

**Синхронные компенсаторы.** В IX пятилетке освоен серийный выпуск синхронных компенсаторов мощностью 160 МВ·А:

Частота вращения, об/мин . . . . .	750
Напряжение, кВ . . . . .	15,75
Система охлаждения . . . . .	Водород при давлении 2 ати
Коэффициент использования, $\frac{\text{kV}\cdot\text{A}}{\text{м}^3\cdot\text{об}/\text{мин}}$	9,9
Инерционная постоянная, с . . . . .	2,84
Переходная синхронная реактивность, д. е.	0,433
Потери, кВт . . . . .	1700
Время пуска (реакторный), с . . . . .	30
Удельный вес, кг/кВ·А . . . . .	1,775

Синхронный компенсатор мощностью 160 МВ·А имеет косвенное водородное охлаждение и является предельным по мощности по условиям транспортировки неразъемного статора при этой системе охлаждения [Л. 14 и 15].

Изоляция обмотки статора — термопреактивная типа монолит.

Для уменьшения потерь нажимные пальцы статора, кронштейны и нажимные плиты выполнены немагнитными.

Остов ротора выполнен полым кованым. С остовом горячей посадкой и фланцевым болтовым креплением соединены приставные концы. Полюсы ротора — массивные с кольцевой канавкой по поверхности для снижения потерь. Торцы полюсов соединены между собой короткозамыкающими сегментами.

Значительно модернизованы синхронные компенсаторы меньшей мощности. В 1976—1980 гг. намечается создание синхронного компенсатора мощностью 350 МВ·А, 20 кВ с полным водяным охлаждением.

При создании такого компенсатора в стержнях обмотки статора предполагается применить полые медные элементарные проводники, расположенные через три сплошных. Сердечник статора предполагается охлаждать с помощью силуминовых охладителей, запрессованных между пакетами сердечника. Для уменьшения нагрева катушек ротора они по воде соединяются в пять параллельных ветвей, сами соединения выполняются на торце полюсного сердечника. В компенсаторе предусматривается водяное охлаждение полюсных башмаков. Подача воды в ротор и слив осуществляются через центральное отверстие вала ротора. Для снижения потерь на вентиляцию и повышения надежности работы изоляции корпус компенсатора заполняется воздухом при давлении 0,05 ати. Для обеспечения надежности крепления обмотки статора лобовые части стержней крепятся с помощью U-образных изолированных шпилек, установленных между стержнями и пропущенных через изоляционные колодки и бандажные кольца.

**Система возбуждения и АРВ.** В последние годы получили широкое распространение тиристорные статические системы возбуждения. В турбогенераторах 200 и 300 МВт они выполнены по схеме параллельного самовозбуждения с серийными трансформаторами. Используются двухгрупповые схемы преобразования с рабочей и форсировочными группами вентилей. Форсировочная группа вентилей

подключается на полное напряжение вторичной обмотки трансформатора, рабочая — на промежуточное напряжение. Преобразователи выполнены на тиристорах с лавинной характеристикой 250 А, 1000 В и водяным охлаждением.

В турбогенераторах мощностью 500 и 800 МВт применены независимые тиристорные системы возбуждения с питанием от вспомогательного трехфазного синхронного генератора 50 Гц [Л. 4].

В гидрогенераторе Нурекской ГЭС применена тиристорная система самовозбуждения с серийным трансформатором, для гидрогенератора Красноярской ГЭС — система независимого возбуждения с питанием преобразователя от вспомогательного генератора, при этом вместо применявшимся до последнего времени ионных преобразователей, разработана тиристорная система возбуждения. Схема преобразования в этой системе возбуждения — двухгрупповая мостовая, преобразователи будут выполнены на таблеточных вентилях 320 А, 2200 В.

Развитие тиристорных статических систем возбуждения, таким образом, происходит в направлении создания систем самовозбуждения с последовательными трансформаторами или без них и систем независимого возбуждения. При больших кратностях форсирования применяются двухгрупповые или каскадные схемы, при меньших — двух- или одногрупповые.

Перспективным является создание бесщеточных систем возбуждения мощных турбогенераторов, которое ведется в двух направлениях, отличающихся схемным и конструктивным исполнением обращенного синхронного генератора.

Первое направление основывается на использовании трехфазного возбудителя с синусоидальной формой э. д. с. якоря, второе — многофазного возбудителя с трапецидальной формой кривой э. д. с. Преимущество первого направления — несколько более простое исполнение и более благоприятные условия работы с неполным числом вентиляй.

В настоящее время серийно изготавливаются бесщеточные возбудители для турбогенераторов 200 и 300 МВт и разрабатываются для генераторов 500—1000 МВт на 1500 об/мин и 1200 МВт на 3000 об/мин.

В бесщеточных возбудителях используются кремниевые диоды 500 А, 2000 В, последовательно с каждым вентилем включаются специально разработанные быстродействующие предохранители 750 А, 1000 В.

Диодный бесщеточный возбудитель турбогенератора 1200 МВт будет состоять из двух находящихся на одном валу возбудительных блоков, каждый из которых включит обращенный синхронный генератор и врачающийся выпрямитель. Выбор такого исполнения определяется трудностями создания обращенного генератора большой мощности с шихтованным якорем. Возбудительные блоки соединяются параллельно на стороне выпрямленного тока, обмотки возбуждения генераторов соединяются последовательно. Повышенное быстродействие диодного возбудителя достигается за счет введения глубокой жесткой отрицательной обратной связи и использования высокой кратности форсирования возбуждения для обращенных генераторов.

Дальнейшим развитием бесщеточных систем возбуждения является проводимая в настоящее время разработка тиристорного возбудителя с возможностью быстрого гашения поля турбогенератора за счет инвертирования. Одной из наиболее существенных проблем при создании такого возбудителя является создание простой и надежной бесконтактной системы управления врачающимися тиристорами.

Особенно большое значение имело внедрение бесщеточных систем возбуждения для синхронных компенсаторов, устанавливаемых, как правило, на открытом воздухе и эксплуатируемых без постоянного дежурного персонала. Вращающийся диодный выпрямитель вместе с возбудителем переменного тока размещается почти в том же объеме, в котором ранее размещался щеточно-контактный аппарат. Для обеспечения работы синхронных компенсаторов с отрицательными токами возбуждения ведется разработка реверсивной бесщеточной возбудительной системы, в которой имеется второй возбудитель небольшой мощности и вспомогательная обмотка на полюсах компенсатора [Л. 13].

В IX пятилетке были выполнены работы по унификации автоматических регуляторов возбуждения (АРВ) сильного действия. Ими оснащаются все крупные турбо- и гидрогенераторы. Совместная работа АРВ сильного действия с быстродействующими возбудительными системами позволяет существенно повысить уровень устойчивости генераторов и ослабить требования к их параметрам, что открывает широкие возможности для создания генераторов с высокими технико-экономическими показателями.

**Научные проблемы.** В генераторах большой мощности значительное повышение линейных нагрузок связано с существенным усилением интенсивности полей рассеяния, особенно в зоне лобовых частей генераторов. Важнейшей проблемой в связи с этим является исследование электромагнитных полей и вызываемых ими потерь, а также параметров. Исследование должно вестись с учетом влияния насыщения ферромагнитных частей, вихревых токов в массивных элементах, конечных размеров элементов зоны. Для обеспечения необходимого охлаждения существенным является изучение распределения местных потерь в узлах торцевой зоны.

Для крупных генераторов сложной является работа в режиме недовозбуждения. Для повышения нагрузки в этом режиме необходимо дальнейшее изучение распределения потерь в крайних пакетах и создание конструкций, в которых их распределение будет наиболее благоприятным.

Повышенное электромагнитное и тепловое использование роторов турбогенераторов делает их весьма чувствительными к несимметричным режимам. Необходимо дальнейшее изучение распределения потерь и нагревов в различных элементах ротора, особенно в зоне бандажного узла, с учетом их конструктивных особенностей, характеристик материалов и насыщения.

Для уменьшения массы и габаритов современных машин они выполняются с повышенным уровнем насыщения, поэтому возникает проблема изучения распределения магнитного поля в активной

зоне машины с учетом реальной конфигурации элементов зубцовой зоны и их магнитных характеристик.

Развитие современной энергетики требует дальнейшего углубления понимания и анализа переходных процессов. Важное значение имеет более детальное изучение предельных процессов, связанных с максимальными воздействиями на машину. К таким режимам относятся внезапные короткие замыкания с последующим отключением короткого замыкания и сохранением генератора в сети, режимы с возникновением резонансных крутильных колебаний валопровода, несинхронного включения машины, асинхронные режимы работы.

Создание турбогенераторов мощностью 500—800 МВт, а также гидрогенераторов класса 200—500 МВт было достигнуто за счет увеличения токовых нагрузок при соответствующем повышении эффективности систем охлаждения. Дальнейшее повышение единичной мощности требует проведения дополнительных исследований в этом направлении.

Для повышения эффективности охлаждения обмотки статора необходимо проведение исследований эрозии проводников и условий возникновения кавитационных явлений при повышенных скоростях дистиллята в проводниках обмотки. Большой интерес представляет поиск способов повышения интенсивности охлаждения стержней путем применения различного рода турбулизаторов в полых проводниках.

Повышение эффективности многоструйной газовой системы охлаждения турбогенераторов может быть достигнуто за счет совершенствования формы заборников газа и дефлекторов, что позволило бы увеличить напор газа и его расход через внутренние каналы. Повышение эффективности может быть достигнуто за счет увеличения диаметра зон выхода газа. Возможным эффективным методом было бы также использование турбулизации газа во внутренних каналах.

Форсирование охлаждения обмоток ротора с водяным охлаждением может быть достигнуто за счет сокращения длины каналов, т. е. увеличения числа параллельных гидравлических цепей.

В связи со значительным увеличением использования активного объема возникает проблема изучения теплового поля в элементах сердечника, а также в конструктивных узлах и деталях статора, выявление местных перегревов и разработка надежных способов теплоотвода, исключающих появление недопустимых местных перегревов.

Элементы конструкции крупных турбо- и гидрогенераторов подвергаются воздействию значительных усилий механического, электромагнитного и теплового происхождения. Решение возникающих при этом задач динамики и прочности — одно из необходимых условий обеспечения стабильной работы энергетических агрегатов большой мощности.

Важное значение имеет проблема вибраций и прочности валопроводов турбогенераторов под действием центробежных сил и сил электромагнитного происхождения, особенно при максимально возможных габаритах роторов и колец.

В области механики турбо- и гидрогенераторов

одними из главных являются исследования вибрационного состояния обмоток, их деформации, напряженного состояния и других механических характеристик.

Важной задачей в области генераторостроения продолжает оставаться исследование гидродинамики их опор, особенно при повышенных нагрузках и линейных скоростях.

Интересным направлением в области турбогенераторостроения является проблема создания нового типа генератора — с немагнитной активной зоной. Такая конструкция машины позволяет исключить зубцовую зону, что существенно снижает ограничения по механическим напряжениям, критической скорости ротора, максимальной индукции в зазоре, позволяет уменьшить наружный диаметр статора, увеличить к. п. д. машины. В результате может быть значительно увеличена предельная мощность генератора. Однако для создания такого генератора должны быть решены сложные проблемы механического крепления обмоток.

Интерес представляет также создание генераторов и синхронных компенсаторов с продольно-поперечной обмоткой возбуждения, применение которых позволит повысить устойчивость и надежность работы энергосистем, в том числе и в режиме потребления реактивной мощности. Первые такие генераторы мощностью 50 МВ·А были созданы для Иловской ГЭС. Успешный опыт эксплуатации генераторов в последнее время дает основание считать целесообразным дальнейшее совершенствование таких машин [Л. 16 и 17].

В области систем возбуждения должны быть развиты работы по более мощным статическим тиристорным преобразователям, по системам управления на основе использования интегральных схем, по созданию обращенных генераторов с большими диаметрами якорей на базе применения листовых сталей с повышенными механическими свойствами, по внедрению бесщеточных тиристорных возбудителей с бесконтактными устройствами управления, контроля и измерения.

В области систем автоматического регулирования должны получить развитие исследования и разработки более совершенных аппаратных решений для АРВ (полупроводниковые элементы и интегральные схемы вместо магнитных усилителей), новых принципов регулирования, учитывающих взаимные движения генераторов различных электростанций, комплексных систем регулирования возбуждения и первичных двигателей с целью существенного повышения уровня динамической устойчивости, а также работы по более широкому внедрению регулирования частоты и активной мощности агрегатов.

В связи с повышенным использованием активных и конструктивных материалов мощных машин должны быть разработаны новые материалы с лучшими характеристиками, а также новые устройства контроля технологических процессов и работы машин в условиях эксплуатации [Л. 8].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Турбогенераторы мощностью 500 МВт заводов «Электросила» и «Электротяжмаш». — «Электротехника», 1970,

№ 1. Авт.: В. С. Борушко, Л. П. Гнедин, Я. Б. Данилевич и др.

2. Турбогенератор типа ТВМ-300 с водо-масляным охлаждением. — «Электротехника», 1970, № 1. Авт.: Л. П. Гнедин, Я. Б. Данилевич, К. Н. Масленников и др.

3. Опытный турбогенератор с полным водяным охлаждением. — «Электротехника», 1974, № 2. Авт.: А. Б. Шapiro, В. П. Чернявский, И. А. Кади-Оглы, Я. Б. Данилевич.

4. Глебов И. А., Данилевич Я. Б. Научные проблемы турбогенераторостроения. Л., «Наука», 1974.

5. Хуторецкий Г. М. Серийный турбогенератор мощностью 500 МВт, 3000 об/мин. — В сб.: Электросила. Л., «Энергия», 1974, № 30.

6. Гуревич Э. И., Филиппов И. Ф., Хуторецкий Г. М. Перспективы газового охлаждения роторов мощных турбогенераторов. — «Электричество», 1975, № 1.

7. Хуторецкий Г. М., Фридман В. М., Курилович Л. В. Вибрация статорных обмоток турбогенераторов большой мощности. — «Электричество», 1974, № 2.

8. Заседание секции турбогенераторов, гидрогенераторов и крупных электрических машин научно-технического совета Министерства электротехнической промышленности. — «Электротехника», 1975, № 3.

9. Test results of 590 MVA hydro-generator at the Krasnoyarskaya hydro-power station. CIGRE report, 1974, № 11—04. Aut.: V. S. Borushko, V. T. Bryzgalov, I. A. Glebov e. a.

10. Гидрогенератор типа ВГСФ 930/233-30 Чиркейской ГЭС. — «ЭН. Электрические машины», 1972, № 5.

11. Гидрогенератор типа СВ 1430/175-725 для ГЭС Капивара. — «ЭП. Электрические машины», 1973, № 4.

12. Нагрев крайних пакетов сердечника статора гидрогенератора мощностью 300 МВт. — «ЭП. Электрические машины», 1975, № 5. Авт.: Б. И. Гринберг, В. К. Демьянов, А. Н. Корешков, Е. С. Эльберг.

13. Бесщеточный возбудитель синхронного компенсатора мощностью 50 МВ·А. — «ЭП. Электрические машины», 1974, № 10. Авт.: В. К. Воробей, В. З. Пекне, Г. Г. Павлов, В. Ф. Федоров.

14. Синхронные компенсаторы. Вопросы проектирования, монтажа и эксплуатации. М., «Энергия», 1969. Авт.: С. И. Гольденберг, Л. С. Моз, З. Б. Нейман, В. З. Пекне.

15. Synchronous Condensers, their excitation and regulation systems. CIGRE report, 1972, № 11—03. Aut.: I. A. Glebov, L. V. Krasilnikov, V. Z. Pekne, N. I. Sokolov.

16. Испытания асинхронизированного генератора мощностью 50 МВ·А в динамических режимах. — «Электричество», 1974, № 11. Авт.: С. И. Гурьянин, М. И. Зархи, В. Н. Мешков и др.

17. Рагозин А. А., Филичев О. Н., Шакарян Ю. Г. Сравнительный анализ статической и динамической устойчивости асинхронизированных синхронных и синхронных машин. — «Электричество», 1975, № 9.

[30.12.1975]



УДК 621.316.925:621.385.2

## Исследование воздействия коммутационных перенапряжений на полупроводниковые диоды в схемах релейной защиты и автоматики

БУРГСДОРФ В. В., ФЕДОРОВ Ю. К.

Отключение обмоток реле в схемах релейной защиты и автоматики, как правило, сопровождается появлением перенапряжений, во много раз превосходящих номинальное. Практика показывает, что эти перенапряжения могут быть опасны для полупроводниковых диодов, используемых в релейных схемах. Для защиты диодов от коммутационных перенапряжений могут быть использованы различные средства, которые получили широкое распространение для защиты транзисторов, применяемых для включения и отключения тока в обмотке реле, а именно: защитный диод, диод-резистор, диод-стабилитрон, *RC*-цепочка [Л. 1 и 2].

Однако критерий, определяющий необходимость защиты диодов, подверженных воздействию коммутационных перенапряжений, в настоящее время еще не проработан, и вопрос применения защиты в том или ином случае (или отказа от нее) решается без достаточных оснований.

Определение значения перенапряжения, являющегося максимально допустимым для диодов, представляет довольно сложную задачу и требует специального анализа с учетом условий работы полупроводниковых приборов. Прежде всего напряжение пробоя *p-n* перехода (вентильного слоя) в 1,5—3 раза больше, чем максимально допустимое напряжение диодов, обычно рекомендуемое. Более того, многократное воздействие на диоды коммутационных перенапряжений, превышающих максимально допустимое напряжение, в ряде

случаев не приводит к ухудшению их вентильных свойств.

Остаточные изменения вентильных свойств диодов наблюдаются только при таких воздействиях, которые приводят к опасному для *p-n* перехода повышению температуры. Это может иметь место при прохождении обратного тока значительной величины и длительности. Так как обратное напряжение *p-n* перехода при лавинном пробое изменяется незначительно [Л. 3], то выделенная энергия может характеризоваться непосредственно током и его длительностью. Именно эти параметры следует рассматривать как действительный критерий допустимых воздействий на диод при перенапряжениях.

При пробое обратный ток резко возрастает по сравнению с рабочим: с десятков микроампер до десятков миллиампер. Однако даже в этом случае его кратковременное протекание не всегда опасно. Известно, что такие токи проходят через диоды при снятии их статических вольт-амперных характеристик, и при этом вентильные свойства прибора ухудшаются. Равным образом достаточно устойчиво работают стабилитроны и лавинно-пролетные диоды, через которые в некоторых режимах также протекают значительные токи.

Повреждение *p-n* перехода связано с непрерывным повышением температуры и проводимости, которое приводит к возникновению теплового пробоя. Для установления опасных значений обратных

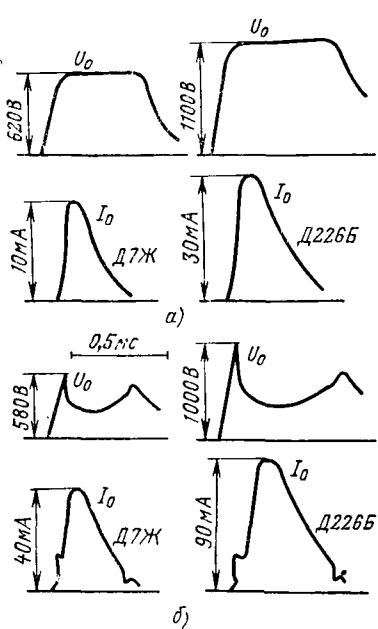


Рис. 1. Осциллографмы импульсов обратных напряжений и токов диодов.

а — лавинный пробой; б — тепловой пробой.

токов были проведены исследования допустимых импульсов обратного тока через диоды в зависимости от частоты следования и длительности их воздействия на  $p-n$  переход.

Были испытаны наиболее распространенные в технике релейной защиты и автоматики полупроводниковые диоды: германиевые Д7Ж и кремниевые Д226Б.

О поведении диода в сильном электрическом поле удобно судить по его вольт-амперной характеристике. Кривые изменения напряжения на исследуемом диоде и проходящего через него тока фотографировались с экрана осциллографа. С помощью полученных осциллографм (рис. 1) были построены обратные ветви вольт-амперных характеристик диодов (рис. 2, сплошные линии)<sup>1</sup>.

В слабых полях ток через  $p-n$  переход очень мал и почти не растет с увеличением обратного напряжения. Однако по достижении обратным напряжением диода значения  $U_{pn}$  электропроводность  $p-n$  перехода увеличивается в соответствии с законом Пуля [Л. 4]:

$$\sigma_0 = \sigma_c e^{\alpha E},$$

где  $\sigma_c$  — электропроводность  $p-n$  перехода в слабых полях;  $E$  — напряженность электрического поля;  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от температуры и уменьшающийся с ее ростом. Обратный ток диода при этом заметно увеличивается (рис. 2).

При дальнейшем увеличении обратного напряжения и достижении им значения  $U_1$ , наступает лавинный пробой  $p-n$  перехода (см. рис. 2, сплошные участки кривых  $a1$  и  $b1$ ). Он характеризуется лавинообразным увеличением носителей заряда вследствие ударной ионизации электронами. При

этом незначительное приращение напряжения вызывает существенное возрастание обратного тока диода.

Лавинный пробой считается обратимым, так как он не приводит к остаточным изменениям вентильных свойств  $p-n$  перехода.

Если лавинный ток не будет ограничен во времени, то происходит быстрый нагрев  $p-n$  перехода до критической температуры  $T_k$ . При этом появляются добавочные носители заряда за счет теплового возбуждения, и лавинный пробой перерастает в лавинно-тепловой (рис. 2, пунктирные участки кривых  $a1$  и  $b1$ ). Этот процесс характеризуется резким снижением обратного напряжения и возрастанием тока. Если  $p-n$  переход уже был нагрет до температуры, равной или превосходящей критическую, то тепловой пробой наступает при обратном напряжении, меньшем напряжения лавинного пробоя (рис. 2, кривые  $a2$  и  $b2$ ). Если при тепловом пробое обратный ток не ограничен, температура  $p-n$  перехода продолжает повышаться, связи между атомами нарушаются и диод выходит из строя.

Существенно важно определить характер изменения вентильных свойств диодов при воздействии на них импульсов обратного тока, которые по своим параметрам (величине, форме, длительности) соответствуют импульсам обратного тока при коммутационных перенапряжениях. Амплитуда импульсов обратного тока, возникающих при воздействии на диод коммутационных перенапряжений, варьируется от нескольких единиц до нескольких десятков миллиампер. Они имеют крутой фронт и пологий хвост, где ток спадает по экспоненциальному закону. Длительность импульсов тока меняется в широких пределах от 0,3 до 20 мс. Частота их следования ( $< 10$  Гц) определяется интервалами времени между следующими друг за другом разрывами тока в обмотке реле, в результате которых возникают импульсы перенапряжений.

При лавинном пробое диода изменением его обратного напряжения с изменением обратного тока можно пренебречь. Изменение обратного тока в этом случае обусловлено индуктивностью и активным сопротивлением обмотки реле и не зависит от изменения обратного сопротивления диода. Иначе

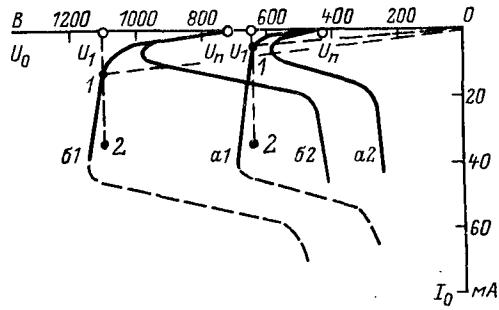


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики диодов (обратные ветви).

$a1, a2$  — диода Д7Ж;  $b1, b2$  — диода Д226Б;  $1, 2$  — лавинный и лавинно-тепловой пробой;  $a1, a2$  — тепловой пробой;  
 — экспериментальные характеристики; — аппроксимированные характеристики.

<sup>1</sup> Характеристики соответствуют восходящему участку кривой импульса обратного тока диода.

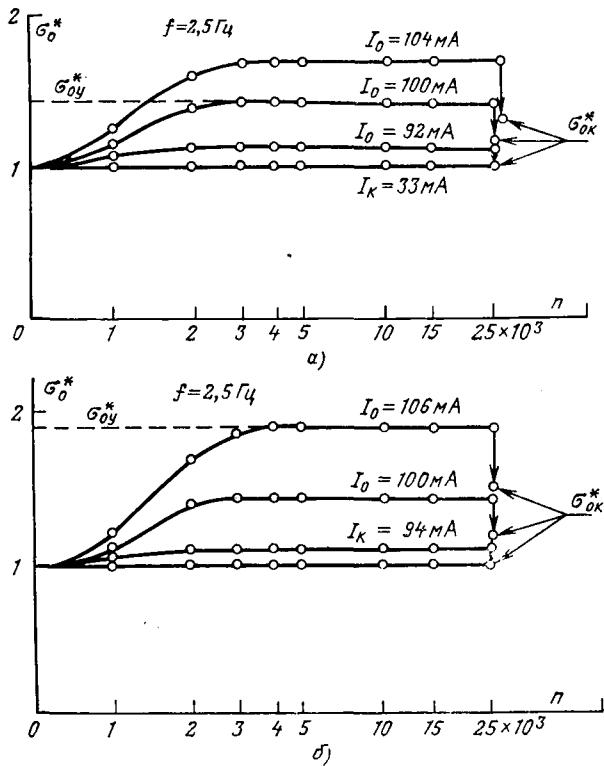


Рис. 3. Кривые зависимости обратной электропроводности диодов от числа пробоев  $p-n$  перехода.

а — диода Д7Ж; б — диода Д226Б.

говоря, обмотка коммутируемого реле ведет себя практически как идеальный источник тока.

Испытательная схема представляет собой электрическую цепь из последовательно соединенных испытуемого диода, лампы-модулятора, добавочного сопротивления и источника напряжения постоянного тока. Добавочное и внутреннее сопротивления лампы-модулятора в сумме значительно превосходили обратное сопротивление испытуемого диода при его пробое. Благодаря этому внешнюю (по отношению к испытуемому диоду) цепь можно рассматривать в качестве источника тока.

Импульсы обратного тока через испытуемый диод возникали при подаче на сетку лампы-модулятора от схемы управления отпирающих импульсов. Испытательная схема давала возможность формировать импульсы обратного тока диода, регулируемые по величине, длительности и частоте следования. Обратная электропроводность определялась сразу же после прохождения через  $p-n$  переход диода серии импульсов обратного тока. Момент наступления теплового пробоя определялся по характерному изменению формы обратного напряжения диода (рис. 1).

Для определения характера изменения вентильных свойств диода были получены экспериментальные зависимости средней обратной электропроводности, отнесенной к ее начальному значению ( $\sigma^*_0 = \sigma_0/\sigma_{0n}$ ) от количества импульсов обратного тока (рис. 3).

Кривые были получены при воздействии на  $p-n$  переход диодов импульсов обратного тока длитель-

ностью около двух миллисекунд. Каждая точка кривых соответствует средней обратной электропроводности, полученной для партии из 10 диодов. Разброс значений  $\sigma^*_0$  для каждой партии не превосходил 10—20% и был, по-видимому, связан с неоднородностью материала, из которого изготовлены диоды. При увеличении количества воздействий, начиная с некоторого значения амплитуды импульсов обратного тока, происходит возрастание обратной электропроводности. Однако после прохождения достаточно большого числа импульсов обратного тока (2—4 тыс.) наступает динамическое равновесие ( $\sigma^*_0 = \sigma_{0y}/\sigma_{0n} = \text{const}$ ).

Известно, что в любом твердом теле, наряду с разрушающими факторами, имеют место восстанавливающие [Л. 5]. В нашем случае разрушающим фактором является температура, восстанавливающим — диффузионные процессы. Их равнодействие приводит к термодинамическому равновесию.

После прекращения воздействия импульсами тока, число которых для надежности результатов было доведено до 25 тыс. обратная электропроводность снижается до величины  $\sigma^*_{0k} = \sigma_{0k}/\sigma_{0n}$ . До определенного значения амплитуды импульсов обратного тока электропроводность  $\sigma^*_{0k}$  равна начальной, т. е. здесь не происходит остаточных изменений вентильных свойств диодов. Возрастание же обратной электропроводности обусловливается повышением температуры  $p-n$  перехода. При больших значениях импульсов обратного тока возникают остаточные изменения вентильных свойств, и конечное значение электропроводности превышает начальное.

На рис. 4 представлены кривые зависимости установленвшегося значения средней обратной электропроводности от величины импульсов обратного тока при разных частотах их следования. Для каждой кривой указано среднее критическое значение импульсов обратного тока  $I_k$ , при которых  $p-n$  переход нагревается до критической температуры  $T_k$  и происходит переход лавинного пробоя в лавинно-тепловой. Однако при этом не происходит повреждение  $p-n$  перехода и не возникает изменений вентильных свойств германиевых диодов, а вентильные свойства кремниевых диодов ухудшаются, но незначительно.

Ухудшение вентильных свойств германиевых диодов типа Д7Ж (рис. 4, а) происходит только при значительном (обычно в 1,8—2,5 раза) превышении среднего критического значения импульсов обратного тока. Причем не было ни одного случая, чтобы изменение вентильных свойств произошло при токах до 1,5—1,6 от критического значения.

Для кремниевых диодов Д226Б (рис. 4, б) нагрев является более опасным. При средней обратной электропроводности на 10% выше начальной температура  $p-n$  перехода достигает критической и наступает характерный излом. Однако не было ни одного случая лавинно-теплового пробоя, который произошел бы при испытательных импульсах, не превышающих 90% от среднего критического значения импульсов обратного тока при длительном воздействии.

Такой характер процесса объясняется, по-видимому, двумя причинами: кратковременностью са-

мых импульсов тока, после которых возникает довольно значительная пауза, и тем фактом, что наличие большого внешнего сопротивления ограничивает увеличение тока при пробое. Между тем, именно неуклонное нарастание тока определяет развитие теплового пробоя и, в конечном счете, приводит к разрушению  $p-n$  перехода. Этот результат важен не только в теоретическом отношении, но имеет большое практическое значение, поскольку рассматриваемые воздействия в определенной степени могут быть допущены в эксплуатации. Это существенно снижает требования по защите от коммутационных перенапряжений.

Достаточная надежность полученных результатов не может вызывать сомнений. Действительно при 500 испытанных диодах каждого типа величины, равные 1,5 и 0,9 от среднего критического значения амплитуды импульсов обратного тока соответственно для германиевых (Д7Ж) и кремниевых (Д226Б) диодов, можно считать допустимыми с обеспеченностью не менее 99,8%. По-видимому, этот факт характерен для германия и кремния, однако в связи с недостаточной изученностью этих явлений для других типов германиевых и кремниевых диодов значение допустимого тока следует уточнить экспериментально. В этой связи следует также отметить, что критические значения импульсов обратного тока (рис. 3 и 4) справедливы при длительности импульсов тока, равной двум миллисекундам. При другой длительности эти значения, естественно, изменяются.

Экспериментальное определение критического значения импульсов обратного тока в каждом от-

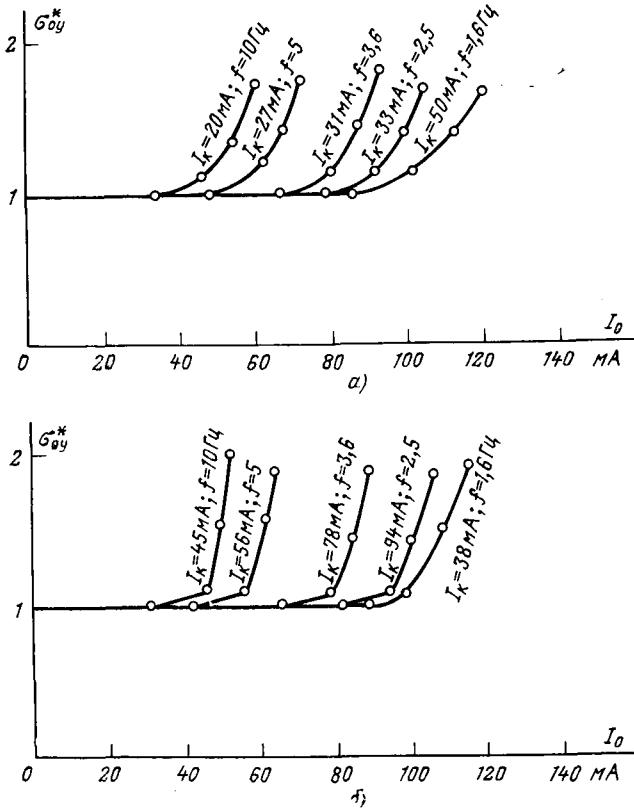


Рис. 4. Кривые зависимости установившейся обратной электропроводности  $\sigma_{0y}^*$  от величины импульсов обратного тока при разных частотах их следования.  
а — диода Д7Ж; б — диода Д226Б.

дельном случае является трудоемкой задачей. Поэтому очень важно разработать методику расчета. Положим, что вся выделяемая энергия в  $p-n$  переходе затрачивается на нагрев корпуса прибора и расположенных внутри него деталей, причем, небольшой разницей температур между отдельными элементами прибора можно пренебречь. В таком случае при заданной температуре окружающей среды тепловое состояние диода можно характеризовать известным уравнением:

$$C_t \frac{dT}{dt} + \frac{1}{R_t} (T - T_0) = P_s, \quad (1)$$

где  $P_s$  — мощность, выделяемая в диоде;  $\frac{1}{R_t} (T - T_0)$  — мощность, выделяющаяся в окружающую среду с температурой  $T_0$ ;  $C_t \frac{dT}{dt}$  — мощность, расходуемая на изменение температуры диода;  $C_t$  — теплоемкость диода;  $R_t$  — тепловое сопротивление перехода от корпуса прибора в окружающую среду;  $T$  — температура диода.

Постоянная времени теплового процесса в полупроводниковом приборе  $\tau_t$ , равная  $R_t C_t$ , значительно больше, чем возможный минимальный период следования импульсов обратного тока  $\lambda_{min}$ , возникающих при воздействии коммутационных перенапряжений на диод. Поэтому здесь происходит суммирование нагрева от действия каждого импульса обратного тока с нагревом от предыдущих.

При  $\tau_t \gg \lambda$  средняя температура за период  $\lambda$  незначительно отличается от ее максимального значения. Это позволяет перейти к средней температуре  $T_{cp}$  и средней мощности  $P_{cp}$ , рассеиваемой в диоде за период  $\lambda$ . При установившейся средней температуре уравнение (1) будет иметь следующий вид:

$$T_{cp} = R_t P_{cp} + T_0. \quad (2)$$

Представим  $P_{cp}$  выражением, в которое входит амплитуда импульсов обратного тока, воспользовавшись при этом аппроксимированными вольт-амперными характеристиками (рис. 2). На участках 0—1 и 1—2 выделяемая мощность соответственно равна  $ri^2$  и  $u_i i$ , где  $r$  — обратное сопротивление  $p-n$  перехода;  $i$  — мгновенное значение обратного тока диода;  $u_i$  — напряжение лавинного пробоя.

Импульсы обратного тока, возникающие при воздействии на диод коммутационных перенапряжений, хорошо аппроксимируются зависимостью:

$$i = I_m e^{-t/\tau_i}, \quad (3)$$

где  $\tau_i$  — постоянная времени, характеризующая длительность импульсов обратного тока.

Суммируя слагаемые средней мощности  $P_{cp}$  за период  $\lambda$  и учитывая, что  $t_1 \approx \tau_i \ll \lambda$  ( $t_1$  — момент времени, соответствующий значению тока в точке 1, рис. 2), получим:

$$P_{cp} = \frac{1}{\lambda} \int_0^{t_1} u_i i dt + \frac{1}{\lambda} \int_{t_1}^{\lambda} r i^2 dt = 0,63 u_i I_m \frac{\tau_i}{\lambda} + \frac{r}{14,8} I_m^2 \frac{\tau_i}{\lambda}. \quad (4)$$

Решая уравнение (2) при подстановке значения  $P_{ср}$  из уравнения (4), получаем связь между средней температурой диода  $T_{ср}$  и амплитудой импульсов обратного тока  $I_m$ . Приравнивая среднюю температуру диода к критической  $T_k$ , находим критическое значение амплитуды импульсов обратного тока:

$$I_k = -4,65 \frac{u_1}{r} + \sqrt{21,6 \left( \frac{u_1}{r} \right)^2 + 14,8 \frac{T_k - T_0}{rR_T} \frac{\lambda}{\tau_u}}. \quad (5)$$

Формула (5) справедлива при кумулятивном действии импульсов обратного тока, когда  $\lambda \leq 0,1\tau_u$ . При  $\lambda$ , большем  $3\tau_u$ , следует рассматривать нагрев от действия одиночного импульса.

Подставив в уравнение (1) значение

$$P_s = u_1 i = u_1 I_m e^{-t/\tau_u}, \quad (6)$$

после его решения найдем значение температуры  $T(t_1)$ .

Решая затем уравнение (1) с подстановкой значения

$$P_s = ri^2 = rI^2 e^{-2\frac{t}{\tau_u}} \quad (7)$$

и начального условия  $T(t_1)$ , получим связь между температурой диода  $T$  и амплитудой импульса обратного тока  $I_m$ .

Из равенства

$$\frac{dT(t)}{dt} = 0$$

находим момент времени  $t_m$ , соответствующий максимальной температуре диода  $T_m$ , а затем максимальную температуру:

$$T_m = T(t_m). \quad (8)$$

Критическое значение амплитуды импульсов обратного тока  $I_k$  находим, подставляя в это равенство вместо  $T_m$  величину  $T_k$ :

$$I_k = -\frac{u_1}{r} + \sqrt{\left( \frac{u_1}{r} \right)^2 + 2C_T \frac{T_k - T_0}{r\tau_u}}. \quad (9)$$

Расчеты показывают, что применительно к диодам Д7Ж и Д226Б, полученное выражение может быть упрощено:

$$I_k \approx \sqrt{2C_T \frac{T_k - T_0}{r\tau_u}}. \quad (10)$$

Для определения критического значения импульсов обратного тока  $I_k$  в интервале  $0,1\tau_u < \lambda \leq 3\tau_u$  прежде необходимо найти значение максимальной установившейся температуры  $T_{m,уст}$  за период  $\lambda$ .

В результате решения уравнения (1) с поочередной подстановкой вместо  $P_s$  ее значений из равенств (6) и (7) получим связь температуры диода  $T[t, T(0)]$ , где  $T(0)$  — неизвестное начальное условие с амплитудой импульсов обратного тока  $I_m$ . Величина  $T(0)$  определяется из равенства:

$$\frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda T[t, T(0)] dt = T_{ср}, \quad (11)$$

где  $T_{ср}$  находится из уравнения (2).

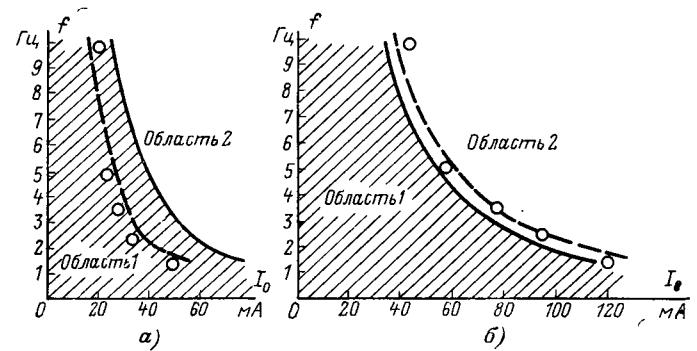


Рис. 5. Области допустимых (1) и недопустимых (2) испытательных импульсов обратного тока диодов.

○○○ — экспериментальные точки средних критических значений импульсов обратного тока; — расчетная кривая критических значений импульсов обратного тока; — кривая, ограничивающая область допустимых импульсов обратного тока.  
а — диода Д7Ж; б — диода Д226Б.

Максимальная температура  $T_{m,уст}$  определяется аналогично тому, как она определялась в случае одиночного импульса. Значение тока  $I_k$  находится подстановкой в выражение максимальной температуры  $T_k$  вместо  $T_{m,уст}$ . Определение параметров, входящих в приведенные выше зависимости, дано в приложении.

Для проверки разработанной методики расчета критического тока на рис. 5 представлены кривые, рассчитанные по формуле (5). На рис. 5 показаны также опытные точки, каждая из которых соответствует среднему значению (для 10 диодов) импульсов обратного тока, при которых наступает лавинно-тепловой пробой.

Как видно, совпадение получается вполне удовлетворительное: наибольшее отклонение экспериментальных значений от расчетных не превышает 10%. Таким образом, предлагаемая методика расчета может быть использована для определения допустимости воздействия импульсов обратного тока на диоды, применяемые в схемах автоматики и релейной защиты энергосистем.

Для характеристики практического значения полученных результатов в таблице приведена сравнительная оценка необходимости защиты от коммутационных перенапряжений исходя из значений максимально допустимого тока и напряжения. Как видно, оценка по обратному напряжению требует применения защиты во всех рассмотренных случаях. Использование в качестве критерия максимально допустимого обратного тока показывает, что защиты необходима лишь в двух случаях.

Оценка необходимости применения защиты диодов от коммутационных перенапряжений производилась на основе простейшей модели разряда индуктивности только одного реле на обратное сопротивление диода.

При разряде индуктивностей нескольких однотипных параллельно соединенных реле значение импульса обратного тока диода равно сумме токов разряда индуктивностей отдельных реле. В этом случае кривая импульса обратного тока диода представляет одну экспоненту с постоянной времени  $\tau_u$ , значение которой используется при расчете критического значения импульсов обратного тока диода

Факторы, характеризующие электрическую прочность $p-n$ перехода, и оценка необходимости защиты диодов	Тип диодов <sup>1</sup>													
	Д7Ж							Д226Б						
	Тип коммутируемых реле (номинальное напряжение постоянного тока 220 В)													
	РП23	РП252	МКУ48	ЭВ123	РУ21	РПУ2	Е513	РП23	РП252	МКУ48	ЭВ123	РУ21	РПУ2	Е513
Расчетное критическое значение импульсов обратного тока при частоте следования 1,6 Гц, мА*	12,5	116	36	42	47	28	78	154	—	129	195	127	193	218
Максимально допустимое значение импульсов обратного тока при частоте следования 1,6 Гц, мА	18,8	174	54	63	70	42	117	138	—	116	175	114	174	196
Перенапряжения при обрыве тока в обмотке реле, В**	5900	1100	3600	8100	4400	5700	1350	5900	1100	3600	8100	4400	5700	1350
Амплитудное значение импульсов обратного тока диодов при воздействии на них коммутационных перенапряжений (опыт), мА	16,5	6	8,6	75	5,85	11,7	132	12	~0****	7,4	37,5	4,65	10,4	112
Оценка необходимости применения защиты диодов от коммутационных перенапряжений***	по обратному напряжению	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	по обратному току	—	—	—	+	—	—	+	—	—	—	—	—	—

\* Максимально допустимое обратное напряжение диодов (рекомендуемое в справочниках) для обоих типов диодов равно 400 В; напряжение лавинного пробоя (из опыта) соответственно равно для Д7Ж 600—800 В, для Д226—1000—1200 В.

\*\* Определено по формуле (5).

\*\*\* Расчет произведен согласно рекомендации [Л. 8] в предположении, что отключение тока происходит без образования дуги на коммутирующих

(см. выше). Амплитудное значение импульса обратного тока диода и значение постоянной  $\tau_i$  определяется с помощью осциллографа.

При разряде индуктивностей группы разнотипных параллельно соединенных реле кривая импульса обратного тока диода состоит из суммы нескольких экспонент с различными коэффициентами затухания. Значение постоянной  $\tau_i$  определяется с помощью вспомогательной экспоненты, которая при значении, одинаковом с амплитудой импульса обратного тока, ограничивает равную с кривой импульса обратного тока площадь.

**Выводы.** 1. Необходимость применения защиты  $p-n$  переходов диодов от коммутационных перенапряжений обусловлена возникновением необратимых изменений их вентильных свойств под воздействием таких перенапряжений. В качестве критерия при этом может быть принято значение максимально допустимых импульсов обратного тока.

2. Максимально допустимые обратные токи могут быть найдены исходя из критического значения импульсов обратного тока, которое можно определить экспериментально или путем расчета по предложенной выше методике.

3. Значение максимально допустимых обратных токов для кремниевых диодов может быть принято равным 90% их критического значения. Вводимый запас учитывает разброс токов около 10% за счет некоторых колебаний параметров диодов по отношению к средним, по которым определялось критическое значение токов при расчете.

контактах; в действительности (при напряжении постоянного тока 220 В) отключение происходит с дугой и величина перенапряжения вследствие шунтирующего действия дуги примерно в 1,5—3 раза меньше приведенных значений.

\*\*\* + — защиту следует применять; — — защиту можно не применять.

\*\*\*\* Пробой диода не происходит.

4. Германиевые диоды допускают работу при импульсах обратного тока, значительно превышающих критические. В частности, у диодов Д7Ж ухудшение вентильных свойств происходит при токах в 1,5—2,5 раза больше критических.

В качестве максимально допустимых токов при воздействии коммутационных перенапряжений могут быть приняты значения на 20—30% меньше, чем вызывающие ухудшение вентильных свойств диодов.

5. Значение максимально допустимого напряжения, рекомендуемое в справочниках, не может служить критерием для применения защиты  $p-n$  переходов диодов, так как оно не учитывает изменения вентильных свойств диодов при воздействии коммутационных перенапряжений. Использование этого значения в качестве критерия приводило бы к большому занижению максимально допустимых воздействий и к применению защиты  $p-n$  переходов там, где это не требуется.

6. Средства защиты полупроводниковых приборов от коммутационных перенапряжений — защитные цепочки — оказывают нежелательное влияние на работу релейной схемы, увеличивая время возврата реле, обмотку которого они шунтируют. Кроме того, они сами могут быть повреждены при некоторых видах переходных процессов. Поэтому средства защиты от коммутационных перенапряжений следует применять лишь в тех случаях, когда в этом имеется необходимость.

7. Использование полученных результатов позволяет во многих случаях отказаться от установки

защиты  $p-n$  переходов от коммутационных перенапряжений в схемах релейной защиты и автоматики и таким путем упростить и повысить надежность их работы.

**Приложение.** Определение параметров  $p-n$  переходов. Численные значения  $u_1$  и  $r$  определяются по обратной ветви вольт-амперной характеристики диода, которая снимается в соответствии с методикой, рассмотренной выше. Значение  $u_1$  соответствует точке перехода вольт-амперной характеристики в стадию лавинного пробоя (рис. 2). Обратное сопротивление  $r$  численно равно тангенсу угла наклона аппроксимированной вольт-амперной характеристики диода (рис. 2) на участке  $0-\theta$ .

Период следования импульсов обратного тока  $\lambda=1/f$ , где  $f$  — частота воздействия коммутационных перенапряжений на диод, определяется на основе анализа работы конкретной схемы как промежуток времени между двумя следующими друг за другом разрывами тока в обмотке реле, вызывающими коммутационные перенапряжения в процессе эксплуатации.

Теплоемкость  $C_t$  находится из равенства

$$C_t = \tau_t / R_t,$$

в котором численное значение тепловой постоянной  $\tau_t$  находится по кривой зависимости температуры диода от времени при остывании диодов (определение численного значения  $R_t$  дано ниже).

Значение критической температуры  $T_k$  можно найти из предположения, что лавинно-тепловой пробой наступает при равенстве нулю дифференциального сопротивления  $p-n$  перехода [Л. 6 и 7]:

$$R_d = \frac{dV}{dI} = 0. \quad (12)$$

При этом справедливы следующие равенства [Л. 7]:

$$I_k R_{\text{пр}} \frac{\partial \Phi}{\partial V} = R_t V_k \frac{dI_{sk}}{dT}; \quad (13)$$

$$T_k = R_t V_k I_k + T_0, \quad (14)$$

где  $V_k$ ,  $I_k$ ,  $T_k$  — соответственно напряжение, ток и температура  $p-n$  перехода при наступлении лавинно-теплового пробоя (значение  $V_k$ ) незначительно превосходит напряжение лавинного пробоя, поэтому  $V_k \approx u_1$ ;  $R_{\text{пр}}$  — дифференциальное сопротивление  $p-n$  перехода, численно равное тангенсу угла наклона вольт-амперной характеристики диода, в области развитого лавинного пробоя ( $I \gg I_s$ ), снятой при импульсе обратного тока длительностью  $10^{-1}-10^{-2}$  с;  $I$  — лавинный ток;  $I_s$  — обратный ток насыщения  $p-n$  перехода, обусловленный тепловой генерацией носителей заряда;  $\frac{\partial \Phi}{\partial V}$  — частная производная полного умножения по напряжению.

При ступенчатом (сплавном)  $p-n$  переходе

$$\frac{\partial \Phi}{\partial V} = \frac{m+1}{2u_1} \left( 1 - \frac{I_{sk}}{I_k} \right). \quad (15)$$

При плавном (диффузионном)  $p-n$  переходе

$$\frac{\partial \Phi}{\partial V} = \frac{2}{3u_1} \left( m + \frac{1}{2} \right) \left( 1 - \frac{I_{sk}}{I_k} \right), \quad (16)$$

где  $m$  — показатель степени, который может быть принят равным 5,5 [Л. 7];  $I_{sk}$  — обратный ток насыщения при критической температуре  $T_k$ ;

$$I_{sk} = A \exp \left( -\frac{\Delta \mathcal{E}}{kT_k} \right), \quad (17)$$

где  $\Delta \mathcal{E}$  — ширина запретной зоны материала;  $k$  — постоянная Больцмана определяется из справочников; коэффициент  $A$  находится из равенства (17) путем подстановки в него значения тока насыщения, полученного при подаче на диод напряжения  $(0,1-0,2)u_1$  и температуры, равной температуре окружающего воздуха во время опыта.

Согласно [Л. 6] тепловое сопротивление

$$[R_t = \frac{R_{\text{пр}} - R_0}{bu^2_1}], \quad (18)$$

где  $R_0$  — часть изотермического (лавинного) дифференциального сопротивления, измеренного при постоянной (комнатной) температуре  $p-n$  перехода. Численно сопротивление  $R_0$  приблизительно равно тангенсу угла наклона вольт-амперной характеристики диода в области развитого лавинного пробоя, снятой при подаче на диод импульса обратного тока длительностью порядка  $10^{-5}-10^{-6}$  с;  $b$  — температурный коэффициент, равный  $10^{-3}$  1/град.

Подставив полученные величины в уравнения (13) и (14) и, исключая значения критического тока, можно получить уравнение для критической температуры  $T_k$ , которое легко решается графически или путем подбора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лысенко Е. В. Диодные разделительные цепи в устройствах релейной защиты и автоматики. М., «Энергия», 1970.
- Применение полупроводников в устройствах релейной защиты и системной автоматики. Под общ. ред. И. И. Соловьева и А. М. Федосеева. М., Госэнергоиздат, 1956.
- Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1970.
- Мамедов М. Г. Исследование электрического пробоя в полупроводниках. Махачкала, Дагестанское книжное изд-во, 1967.
- Воробьев А. А. Аналогии и различия при температурном, механическом, термическом и электрическом разрушении твердых диэлектриков. — В кн.: Пробой диэлектриков и полупроводников. Сборник докладов IV межвузовской конференции по пробою диэлектриков и полупроводников. М.—Л., «Энергия», 1964.
- Тагер А. С., Вальд-Перлов В. М. Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ. М., «Советское радио», 1968.
- Мартиросов И. М. О лавинно-тепловом пробое  $p-n$  переходов. — «Физика и техника полупроводников», 1967, т. 1, № 7.
- Федоров Ю. К. Перенапряжения при бездуговом отключении индуктивных цепей постоянного тока в системах релейной защиты и автоматики. — «Электрические станции», 1973, № 2.

[20.11.1975]



#### НОВАЯ КНИГА ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Чилищев Б. Е., Боброва И. В. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА. 1975. 136 с. с ил.

В книге рассмотрены вопросы решения с применением ЭВМ задач технологической подготовки производства. Предлагается математический аппарат описания автоматизации решения задач технологической подготовки производства. Рассматривается пример представления содержательных утверждений описательной задачи технологической подготовки производства в форме теорем. В книге рассмотрены алгоритмы решения задач проектирования процессов механической обработки различных деталей на универсальном металлорежущем оборудовании.

Книга предназначена для инженерно-технических работников машиностроительных и приборостроительных предприятий и может быть полезна студентам.

# Метод анализа работы реле сопротивления в несимметричных режимах работы линии

Инж. ШНЕЙДЕР Я. А.

Рижский политехнический институт

Анализ работы однофазных и трехфазных реле сопротивления в симметричном режиме работы линии можно произвести в комплексной плоскости сопротивления по характеристикам срабатывания этих реле. Таким же образом поведение однофазного реле, включенного на токи и напряжение поврежденных фаз, в несимметричном режиме работы линии полностью определяется его характеристикой срабатывания. Судить о поведении однофазных реле «здоровых» фаз в несимметричном режиме работы линии непосредственно по их характеристикам срабатывания невозможно. Построить характеристику срабатывания трехфазного реле в комплексной плоскости сопротивления в общем случае вообще невозможно. Поэтому для исследования поведения однофазных реле неповрежденных фаз, а также трехфазных реле сопротивления, применяются специальные методы исследования, основанные на определении поведения реле в зависимости от одного выбранного аргумента при постоянных значениях остальных параметров.

В настоящее время для исследования влияния тока нагрузки (качаний) на поведение реле сопротивления используются плоскость отношения э. д. с. по концам электропередачи  $\dot{E}_{II}/\dot{E}_I$  (или  $\dot{E}_I/\dot{E}_{II}$ ) [Л. 1] и плоскость сопротивления на зажимах реле в предаварийном режиме  $Z_h$  (сопротивление нагрузки) [Л. 1 и 2]. Если, например, условие срабатывания реле имеет вид:

$$\varphi_1 < \arg \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} < \varphi_2, \quad (1)$$

где  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$  — сравниваемые напряжения;  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — граничные углы диапазона срабатывания фазосравнивающего устройства;  $\arg$  — аргумент комплексного числа, то, выражая  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$  в виде явных функций от аргументов  $k_e = \dot{E}_{II}/\dot{E}_I$  и  $Z_h = \dot{U}_h/I_h$ , получаем:

$$\left. \begin{array}{l} \varphi_1 < \arg \frac{\dot{c}_1(k_e - \dot{b}_1)}{\dot{d}_1(k_e - \dot{a}_1)} < \varphi_2; \\ \varphi_1 < \arg \frac{\dot{c}_2(Z_h - \dot{b}_2)}{\dot{d}_2(Z_h - \dot{a}_2)} < \varphi_2, \end{array} \right\} \quad (2)$$

где  $\dot{a}, \dot{b}, \dot{c}, \dot{d}$  — комплексные коэффициенты, зависящие от параметров электропередачи и вида повреждения.

Используя (2), можно построить области срабатывания реле в комплексных плоскостях  $k_e = \dot{E}_{II}/\dot{E}_I$  и  $Z_h$  [Л. 3]. Границами линиями областей срабатывания реле являются дуги окружностей или прямые, проходящие через точки  $\dot{a}$  и  $\dot{b}$ . Местоположение центров окружностей и наклон прямых зависят от углов  $\varphi_1, \varphi_2$  и  $\arg \dot{c}/\dot{d}$ .

Для анализа работы реле обычно принимается металлическое короткое замыкание на линии с двусторонним питанием (рис. 1) при условии равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей ( $Z_1 = Z_2$ ). При построении диаграмм

для простоты углы полных сопротивлений элементов сети приняты равными.

Рассмотрим коротко особенности известных методов исследования влияния тока нагрузки на работу реле на примерах однофазных направленных реле сопротивления с характеристикой срабатывания в виде окружности, проходящей через начало координат (реле  $AB, BC, CA$ ) и реле Бреслера (реле  $B$ ). Условия срабатывания однофазных направленных реле, включенных на линейные напряжения и разности фазных токов, и реле Бреслера соответственно имеют вид [Л. 3 и 4]:

$$\left. \begin{array}{l} -\frac{\pi}{2} < \arg \frac{(I_a - I_b)Z_y - \dot{U}_{ab}}{\dot{U}_{ab}} < \frac{\pi}{2}; \\ -\frac{\pi}{2} < \arg \frac{(I_b - I_c)Z_y - \dot{U}_{bc}}{\dot{U}_{bc}} < \frac{\pi}{2}; \\ -\frac{\pi}{2} < \arg \frac{(I_c - I_a)Z_y - \dot{U}_{ca}}{\dot{U}_{ca}} < \frac{\pi}{2}; \\ 0 < \arg \frac{\dot{U}_{bc} - (I_b - I_c)Z_y}{\dot{U}_{ab} - (I_a - I_b)Z_y} < \pi. \end{array} \right\} \quad (3)$$

При двухфазном коротком замыкании между фазами  $B$  и  $C$  в направлении срабатывания (рис. 1) выражения для линейных компенсированных напряжений можно записать в виде следующих явных функций от аргумента  $k_e = \dot{E}_{II}/\dot{E}_I$ :

$$\left. \begin{array}{l} \dot{U}'_{ab} = \dot{U}_{ab} - (I_a - I_b)Z_y = \dot{E}_I \frac{3}{2} \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{11}} (k_e - 1 - \frac{a - a^2}{3} \frac{Z_{11}}{Z_{1c} + Z_{1k}} + \frac{1 - a^2}{3} \frac{2Z_{11}}{Z_{1c} + Z_y}); \\ \dot{U}'_{bc} = \dot{U}_{bc} - (I_b - I_c)Z_y = (a^2 - a) \dot{E}_I \frac{Z_{1k} - Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}}; \\ \dot{U}'_{ca} = \dot{U}_{ca} - (I_c - I_a)Z_y = -\dot{E}_I \frac{3}{2} \frac{Z_{1c} + Z_y}{Z_{11}} \times (k_e - 1 - \frac{a^2 - a}{3} \frac{Z_{11}}{Z_{1c} + Z_{1k}} + \frac{1 - a}{3} \frac{2Z_{11}}{Z_{1c} + Z_y}), \end{array} \right\} \quad (4)$$

где  $\dot{E}_I$  — э. д. с. фазы  $A$ ;  $Z_{1c}, Z_{1k}, Z_{11}$  — сопротивления прямой последовательности (рис. 1);  $a$  — оператор,  $a = e^{j120^\circ}$ .

Выражения для линейных напряжений можно получить из (4), полагая  $Z_y = 0$ . Согласно (2) — (4) граничными линиями областей срабатывания реле  $AB$  и  $CA$  являются окружности; граничной линией

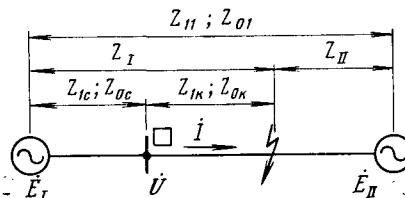
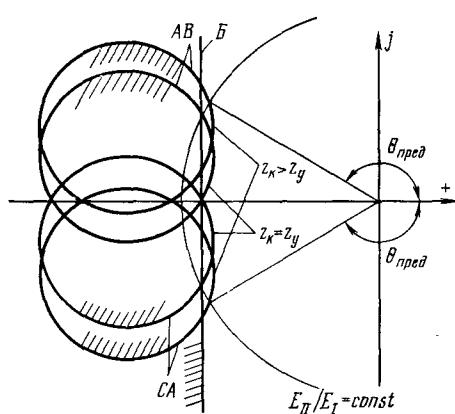


Рис. 1. Схема электропередачи.

Рис. 2. Области срабатывания реле в плоскости  $k_e = E_{II}/E_I$ .

области срабатывания реле Бреслера является вертикальная прямая (рис. 2). При коротком замыкании вне зоны области срабатывания реле находятся внутри окружностей и слева от прямой (заштрихованы) [Л. 3 и 4]. По точкам пересечения граничной линии области срабатывания реле с окружностями  $E_{II}/E_I = \text{const}$  можно определить предельные углы расхождения  $\dot{E}_I$  и  $\dot{E}_{II}$  по фазе  $\theta_{\text{пред}}$ , при которых реле еще работает селективно. Для реле  $AB$  и  $CA$  положение областей срабатывания зависит от параметров  $Z_{1c}$ ,  $Z_{1k}$ ,  $Z_y$  и  $Z_{II}$ ; для реле Бреслера только от  $Z_{1c}$ ,  $Z_y$  и  $Z_{II}$ . Углы  $\theta_{\text{пред}}$  для реле Бреслера зависят от отношения  $Z_{II}/(Z_{1c} + Z_y)$ , поэтому при полной оценке работы реле необходимо строить диаграммы  $\theta_{\text{пред}} = f[Z_{II}/(Z_{1c} + Z_y)]$  для различных значений  $E_{II}/E_I = \text{const}$  [Л. 1]. Углы  $\theta_{\text{пред}}$  для реле  $AB$  и  $CA$  зависят как от отношения  $Z_{II}/(Z_{1c} + Z_y)$ , так и от отношения  $Z_{II}/(Z_{1c} + Z_{1k})$ , поэтому определение  $\theta_{\text{пред}}$  практически возможно только для конкретной схемы при  $Z_{II}/(Z_{1c} + Z_y) = \text{const}$ .

Построение областей срабатывания реле, предназначенных для защиты от коротких замыканий на землю, сильно усложняется тем, что сопротивление нулевой последовательности заметно отличается от сопротивления прямой последовательности. Так, например, при замыкании фазы  $A$  на землю выражение для компенсированного напряжения фазы  $B$  имеет вид:

$$\dot{U}'_b = a^2 \dot{E}_I \frac{Z'_I(Z_y - Z_{1k}) + Z_I(Z'_c - Z_{cb} + Z'_k - Z_{yb})}{Z_{II}Z'_I} \times \\ \times \left[ \dot{k}_e + \frac{Z'_I(Z_{1k} - Z_y) + Z_{II}(Z'_c - Z_{cb} + Z'_k - Z_{yb})}{Z'_I(Z_y - Z_{1k}) + Z_I(Z'_c - Z_{cb} + Z'_k - Z_{yb})} \right], \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} Z_I &= Z_{1c} + Z_{1k}; \\ Z_{II} &= Z_{II} - Z_{1c} - Z_{1k}; \\ Z'_k &= (2 + \dot{k}_{01} \dot{k}') Z_{1k}; \\ Z'_I &= (2 + \dot{k}_{01} \dot{k}_c) Z_{1c} + (2 + \dot{k}_{01} \dot{k}') Z_{1k}; \\ Z'_c &= (2 + \dot{k}_{01} \dot{k}_c) Z_{1c}; \\ Z_{cb} &= (1 + a^2 + a \dot{k}_{01} \dot{k}_c) Z_{1c}; \\ Z_{yb} &= (1 + a^2 + a \dot{k}_{01} \dot{k}') Z_y; \\ \dot{k}' &= \frac{Z_{0k}}{Z_{1k}}; \quad \dot{k}_c = \frac{Z_{0c}}{Z_{1c}}; \quad \dot{k}_{01} = \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_1^{\text{ав}}}; \end{aligned}$$

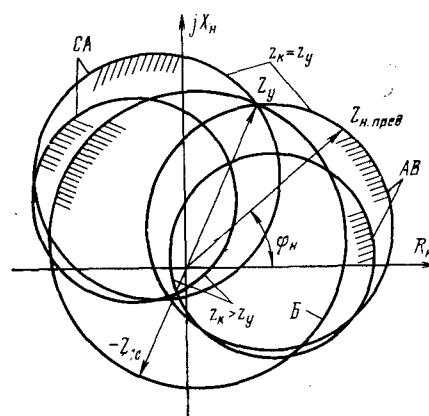
$I_0$  и  $\dot{I}_1^{\text{ав}}$  — ток нулевой последовательности и аварийный ток прямой последовательности на зажимах реле.

Из (5) следует, что при коротком замыкании на землю определение  $\theta_{\text{пред}}$  практически возможно только для конкретной схемы при постоянных параметрах электропередачи. При двухфазном коротком замыкании между фазами  $B$  и  $C$  в направлении срабатывания (рис. 1) выражения для линейных компенсированных напряжений можно записать в виде следующих явных функций от аргумента  $Z_n = U_n/I_n$ :

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{ab} &= (1 - a^2) \dot{I}_n \frac{Z_{1k} + \frac{1-a}{2} Z_{1c} - \frac{1+a}{2} Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} [Z_n - \\ &\quad - \frac{\frac{1-a}{2} Z_{1k} Z_y + Z_{1c} \left( Z_y - \frac{1+a}{2} Z_{1k} \right)}{Z_{1c} + \frac{1-a}{2} Z_{1c} - \frac{1+a}{2} Z_y}]; \\ \dot{U}'_{bc} &= (a^2 - a) \dot{I}_n \frac{Z_{1k} - Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} (Z_n + Z_{1c}); \\ \dot{U}'_{ca} &= (a - 1) \dot{I}_n \frac{Z_{1k} + \frac{1-a^2}{2} Z_{1c} - \frac{1+a^2}{2} Z_y}{Z_{1c} + Z_{1k}} [Z_n - \\ &\quad - \frac{\frac{1-a^2}{2} Z_{1k} Z_y + Z_{1c} \left( Z_y - \frac{1+a^2}{2} Z_{1k} \right)}{Z_{1k} + \frac{1-a^2}{2} Z_{1c} - \frac{1+a^2}{2} Z_y}], \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\dot{I}_n$  — ток нагрузки фазы  $A$ .

Согласно (2), (3) и (6) граничными линиями областей срабатывания реле  $AB$ ,  $CA$  и реле Бреслера являются окружности (рис. 3). Области срабатывания реле находятся внутри окружностей. Для реле  $AB$  и  $CA$  положение областей срабатывания зависит от параметров  $Z_{1c}$ ,  $Z_{1k}$  и  $Z_y$ ; для реле Бреслера только от  $Z_{1c}$  и  $Z_y$ . Поэтому для полной оценки работы реле Бреслера достаточно построить диаграмму  $Z_{n,\text{пред}} = f(\varphi_n)$ , где  $\varphi_n = \arg Z_n$ ;  $Z_{n,\text{пред}}$  — предельное значение сопротивления нагрузки, при котором реле еще работает селективно. Для полной оценки работы реле  $AB$  и  $CA$  необходимо строить

Рис. 3. Области срабатывания реле в плоскости  $Z_n$ .

диаграммы  $Z_{\text{н.пред}} = f(\phi_{\text{н}})$  для различных значений отношения  $Z_{1\kappa}/Z_y$ .

Области срабатывания реле в плоскости  $Z_{\text{н}}$  являются более универсальными, поскольку их вид не зависит от части сети, расположенной за точкой повреждения. Но зато построение этих областей намного труднее, чем построение областей срабатывания реле в плоскости  $\dot{k}_e = \dot{E}_{\text{II}}/\dot{E}_{\text{I}}$  [сравнить (4) и (6)]. Исключением является реле, для которых область срабатывания не зависит от удаленности точки короткого замыкания, например реле Бреслера. Задача еще больше усложняется при построении областей срабатывания реле, предназначенных для защиты от коротких замыканий на землю. Так, например, при коротких замыканиях фазы  $A$  на землю выражение для компенсированного напряжения фазы  $B$  имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_b = a^2 \dot{I}_{\text{н}} \frac{Z'_c - Z_{cb} + Z'_k - Z_{yb}}{Z'_c + Z'_k} [Z_{\text{н}} - \\ - \frac{Z_y(Z'_c + Z'_k) - Z_{1\kappa}(Z_{cb} + Z_{yb})}{Z'_c - Z_{cb} + Z'_k - Z_{yb}}]. \end{aligned} \quad (7)$$

Достоинством плоскости  $Z_{\text{н}}$  является возможность изображения потенциальной диаграммы системы в этой плоскости [Л. 2]. Это позволяет использовать плоскость  $Z_{\text{н}}$  для анализа поведения реле при качаниях.

В статье предложен новый метод исследования влияния тока нагрузки (качаний) на поведение реле сопротивления, основанный на построении областей срабатывания реле в комплексной плоскости отношения тока нагрузки к аварийному току прямой последовательности  $\dot{k}_i = \dot{I}_{\text{н}}/\dot{I}_{\text{I}}$ . Рассмотрим применение метода на примерах однофазных и многофазных реле сопротивления.

При металлическом коротком замыкании между фазами  $B$  и  $C$  в направлении срабатывания (рис. 1) выражения для линейных компенсированных напряжений можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{ab} = (1 - a^2)[\dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - (1 + a) \times \\ \times \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1c} + Z_y)]; \\ \dot{U}'_{bc} = (a^2 - a)[\dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - 2\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}} \times \\ \times (Z_{1c} + Z_y)]; \\ \dot{U}'_{ca} = (a - 1)[\dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - (1 + a^2) \times \\ \times \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1c} + Z_y)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Учитывая, что  $\dot{E}_{\text{I}} = \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_{1\kappa}) + 2\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1c} + Z_{1\kappa})$ , из (8) получаем:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{ab} = (1 - a^2)\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y) \left[ \dot{k}_i + \right. \\ \left. + \frac{2Z_{1\kappa} + (1 - a)Z_{1c} - (1 + a)Z_y}{Z_{1\kappa} - Z_y} \right]; \\ \dot{U}'_{bc} = (a^2 - a)\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y)(\dot{k}_i + 2); \\ \dot{U}'_{ca} = (a - 1)\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y)\dot{k}_i + \\ \left. + \frac{2Z_{1\kappa} + (1 - a^2)Z_{1c} - (1 + a^2)Z_y}{Z_{1\kappa} - Z_y} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

При металлическом коротком замыкании фазы  $A$  на землю в направлении срабатывания (рис. 1) выражения для фазных компенсированных напряжений можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_a = \dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z'_c + Z'_y); \\ \dot{U}'_b = a^2[\dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{cb} + Z_{yb})]; \\ \dot{U}'_c = a[\dot{E}_{\text{I}} - \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_y) - \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{cc} + Z_{yc})]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Учитывая, что  $\dot{E}_{\text{I}} = \dot{I}_{\text{н}}(Z_{1c} + Z_{1\kappa}) + \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z'_c + Z'_\kappa)$ , из (10) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_a = \dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y)(\dot{k}_i + 2 + \dot{k}_{01}\dot{k}'); \\ \dot{U}'_b = a^2\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y) \left[ \dot{k}_i + \frac{Z'_c - Z_{cb} + Z'_{\kappa} - Z_{yb}}{Z_{1\kappa} - Z_y} \right]; \\ \dot{U}'_c = a\dot{I}_{\text{I}}^{\text{ab}}(Z_{1\kappa} - Z_y) \left[ \dot{k}_i + \frac{Z'_c - Z_{cc} + Z'_{\kappa} - Z_{yc}}{Z_{1\kappa} - Z_y} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Положение областей срабатывания реле в плоскости  $\dot{k}_i = \dot{I}_{\text{н}}/\dot{I}_{\text{I}}$ , как и в плоскости  $Z_{\text{н}}$ , не зависит от части сети, расположенной за точкой повреждения, т. е. эта плоскость также является универсальной. Но зато выражения для напряжений (неповрежденных фаз) в виде явных функций от аргумента  $\dot{k}_i = \dot{I}_{\text{н}}/\dot{I}_{\text{I}}$  намного проще, чем выражения от аргумента  $Z_{\text{н}}$ , что облегчает анализ работы реле [см. (6), (7), (9) и (11)]. Построение областей срабатывания реле в плоскости  $\dot{I}_{\text{н}}/\dot{I}_{\text{I}}$  облегчается, в частности, тем, что при изменении какого-либо параметра угол  $\beta = \arg \dot{c}/\dot{d}$  остается постоянным, а точки  $\dot{a}$  и  $\dot{b}$  перемещаются по прямым.

**Пример 1.** Построить область срабатывания реле фаз  $A$  и  $B$  при металлическом коротком замыкании между фазами  $B$  и  $C$  вне зоны. Электропередача характеризуется параметрами:  $Z_{1c} = Z_{1\kappa} = 2Z_y$ .

На основании (2) (при замене  $\dot{k}_e$  на  $\dot{k}_i$ ) и (3) из (9) находим:

$$\begin{aligned} \dot{b} &= \frac{2Z_{1\kappa} + (1 - a)Z_{1c} - (1 + a)Z_y}{Z_y - Z_{1\kappa}}; \\ \dot{a} &= -2 - (1 - a)\frac{Z_\kappa}{Z_{1\kappa}}. \end{aligned}$$

Подставляя численные значения, получаем  $\dot{b} = -7,1e^{-j21^\circ}$ ;  $\dot{a} = -3,6e^{-j13^\circ}$ . Поскольку  $\beta = \arg \frac{Z_{1\kappa} - Z_y}{Z_{1\kappa}} = 0$ , граничной линией области срабатывания реле является окружность, построенная на диаметре  $\dot{a}\dot{b}$  (рис. 4). Область срабатывания реле находится внутри окружности.

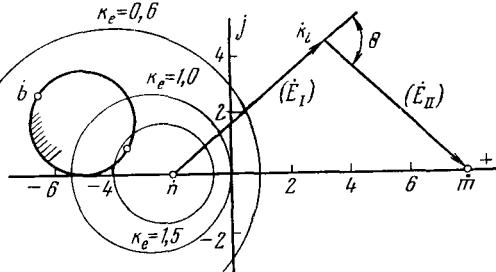


Рис. 4. Построение области срабатывания реле для примеров 1 и 2.

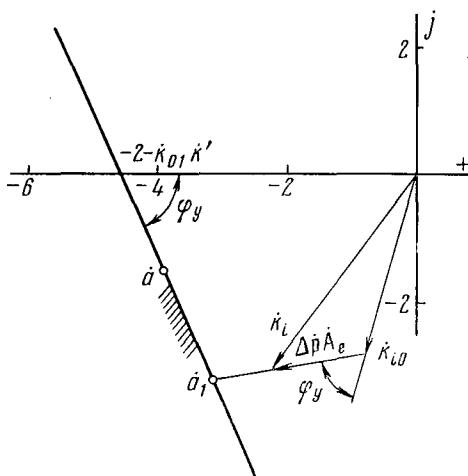


Рис. 5. Построение граничной линии срабатывания реле в примере 3.

Для оценки влияния угла расхождения э. д. с. по фазе на плоскости  $\dot{I}_{\text{II}}/I_1^{\text{ab}}$  можно нанести диаграммы отношения  $k_e = k_e e^{-j\theta} = \dot{E}_{\text{II}}/\dot{E}_I$ . С учетом выражений

$$\dot{E}_I = I_h Z_I + \dot{p} I_1^{\text{ab}} Z_I,$$

$$\dot{E}_{\text{II}} = -I_h Z_{\text{II}} + \dot{p} I_1^{\text{ab}} Z_I$$

находим:

$$k_i = \dot{p} \left( \frac{Z_{\text{II}}}{Z_I} \frac{1}{k_e + \frac{Z_{\text{II}}}{Z_I}} - 1 \right), \quad (12)$$

где  $Z_I = Z_{1c} + Z_{1k}$ ;  $Z_{\text{II}} = Z_{11} - Z_{1c} - Z_{1k}$ ;  $\dot{p}$  — параметр, зависящий от вида повреждения. При двухфазном коротком замыкании  $\dot{p} = 2 + R_n/k_1 Z_I$ ; при однофазном коротком замыкании на землю

$$\dot{p} = \frac{(2 + k_{01} k_c) Z_{1c} + (2 + k_{01} k') Z_{1k}}{Z_I} + \frac{3R_3}{k_1 Z_I};$$

при двухфазном коротком замыкании на землю

$$\dot{p} = (1 - k_{21}) + \frac{R_n (Z_{12} + 2Z_{0\Sigma})}{2k_1 Z_I (Z_{12} + Z_{0\Sigma})},$$

где  $R_n$  — переходное сопротивление между фазами;  $R_3$  — сопротивление замыкания на землю;  $k_i = I_1^{\text{ab}}/I_{1k}$  — коэффициент токораспределения прямой последовательности;  $k_{21} = I_2/I_1^{\text{ab}}$ ;  $Z_{12}$  и  $Z_{0\Sigma}$  — суммарные сопротивления прямой и нулевой последовательностей сети относительно точки короткого замыкания.

Выражение (12) представляет собой два семейства ортогональных окружностей: одно семейство при условии  $E_{\text{II}}/E_I = \text{const}$ ; другое семейство при условии  $\theta = \text{const}$  [Л. 4]. Окружности  $\theta = \text{const}$  проходят через точки  $n = -\dot{p}$  и  $m = -\dot{p} Z_I/Z_{\text{II}}$ . Точка  $n$  соответствует случаю  $E_I = 0$ ; точка  $m$  соответствует случаю  $E_{\text{II}} = 0$ . Центр окружности  $k_e = \text{const}$  находится в точке

$$x_0 = \dot{p} \left[ \frac{Z_{11} Z_{\text{II}}}{Z_I^2} : \left( \frac{Z_{\text{II}}^2}{Z_I^2} - k_e^2 \right) - 1 \right]. \quad (13)$$

Радиус окружности

$$R = \left| \dot{p} k_e \frac{Z_{11}}{Z_I} : \left( \frac{Z_{\text{II}}^2}{Z_I^2} - k_e^2 \right) \right|. \quad (14)$$

**Пример 2.** Определить диапазоны углов неселективной работы реле, рассмотренного в первом примере, при  $k_e = 0,6$ ;  $1,0$ ;  $1,5$  и  $Z_{11} = 5Z_y$ .

Подставляя численные значения, находим:  $n = -2$ ;  $m = 8$ ;  $x_0(0,6) = -4,08$ ;  $R(0,6) = 5,0$ ;  $x_0(1,0) = -2,67$ ;  $R(1,0) = 2,67$ ;  $x_0(1,5) = -2,28$ ;  $R(1,5) = 1,71$ . Соответствующие окружности

изображены на рис. 4, из которого следует, что в случае  $k_e = 0,6$  неселективная работа реле невозможна.

Соединяя произвольную точку  $k_i$  с точками  $n$  и  $m$ . Можно показать, что векторы  $k_i - n$  и  $m - k_i$  изображают фазовый сдвиг между векторами  $\dot{E}_I$  и  $\dot{E}_{\text{II}}$  в данной точке. Угол  $\theta$ , на который вектор  $k_i - n$  опережает вектор  $m - k_i$ , равен углу, на который  $\dot{E}_I$  опережает  $\dot{E}_{\text{II}}$ . Действительно, с учетом (12), можно найти, что

$$\arg \frac{k_i - n}{m - k_i} = \arg \frac{1}{k_i} \frac{Z_{\text{II}}}{Z_I} = \theta.$$

Отношение модулей  $k_i - n$  и  $m - k_i$  зависит от соотношения между сопротивлениями  $Z_I$  и  $Z_{\text{II}}$ .

На основании изложенного можно найти, что реле работает неселективно, если в случае  $k_e = 1,0$   $132^\circ < \theta < 180^\circ$ , а в случае  $k_e = 1,5$   $141^\circ < \theta < 169^\circ$ .

Плоскостью  $\dot{I}_{\text{II}}/I_1^{\text{ab}}$  удобно пользоваться при исследовании влияния отдельных параметров электропередачи на поведение реле, особенно в случаях, когда изменение этого параметра не влияет на вид области срабатывания реле.

**Пример 3.** Электропередача характеризуется параметрами:

$$Z_{1c} = Z_{1k} = 2Z_y; \quad Z_{11} = 5Z_y; \quad k' = Z_{0k}/Z_{1k} = 3,5;$$

$$k_c = Z_{0c}/Z_{1c} = 3; \quad k_{01} = I_0/I_1^{\text{ab}} = 0,75;$$

$$k_1 = I_1^{\text{ab}}/I_{1k} = 0,5; \quad \arg Z_y = \varphi_y = 65^\circ; \quad k_e = e^{j45^\circ};$$

требуется определить предельное значение сопротивления замыкания на землю, при котором происходит неселективное срабатывание реле, условие срабатывания которого имеет вид (короткое замыкание фазы  $A$ ):

$$0 < \arg I_0/U'_a < \pi.$$

В случае короткого замыкания через переходное сопротивление  $U'_a$  можно выразить в виде:

$$U'_a = I_1^{\text{ab}} (Z_{1k} - Z_y) \left[ k_1 + 2 + k_{01} k' + \frac{3R_3}{k_1 (Z_{1k} - Z_y)} \right].$$

С учетом  $I_0 = k_{01} I_1^{\text{ab}}$  условие срабатывания реле имеет вид:

$$0 < \arg \frac{k_{01}}{Z_{1k} - Z_y} \frac{1}{k_1 - \dot{a}} < \pi,$$

$$\text{где } \dot{a} = -2 - k_{01} k' - \frac{3R_3}{k_1 (Z_{1k} - Z_y)}.$$

Поскольку по условиям задачи все коэффициенты являются вещественными и  $\arg Z_{1k} = \arg Z_y = \varphi_y$ , то граничной линией области срабатывания реле является прямая, проходящая через точку  $-2 - k_{01} k' = -4,62$ , под углом  $-\varphi_y = -65^\circ$  к вещественной оси (рис. 5). Вид граничной линии не зависит от значения  $R_3$ , поскольку при изменении  $R_3$  точка  $\dot{a}$  скользит по этой линии. Область срабатывания реле находится слева от прямой.

Представляя (12) в виде  $k_i = \dot{p} \dot{A}_e$ , а выражение для  $\dot{p}$  в виде  $\dot{p} = \dot{p}_0 + \Delta \dot{p}$ , (12) можно написать в виде  $k_i = k_{i0} + \Delta p \dot{A}_e$ , где  $k_{i0}$  — значение  $k_i$  в случае  $R_3 = 0$ ;

$$\Delta \dot{p} = \frac{3R_3}{k_1 Z_I}; \quad \dot{A}_e = \frac{Z_{11}}{Z_I} : \left( k_e + \frac{Z_{\text{II}}}{Z_I} \right) - 1.$$

Подставляя численные значения, находим:

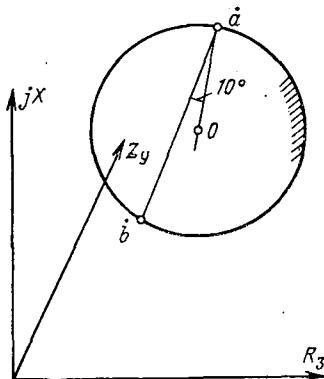
$$k_i = 2,92 e^{-j105^\circ} + 0,66 e^{-j105^\circ} \Delta p.$$

На рис. 5 изображен вектор  $k_i = k_{i0} + \Delta p \dot{A}_e$ , причем вектор  $\Delta p \dot{A}_e$  сдвинут относительно вектора  $k_i$  на угол  $-\varphi_y = -65^\circ$ . При изменении значения  $R_3$  конец вектора  $\Delta p \dot{A}_e$  перемещается по прямой  $a_1 k_{i0}$ . Реле находится на границе срабатывания в случае, если конец вектора  $k_i$  совпадает с точкой  $\dot{a}_1$ . В этом случае имеем  $\Delta p \dot{A}_e = 2,4$  или  $\Delta p = 2,4/A_e = 3,64$ . Предельное значение переходного сопротивления можно найти из выражения  $R_{3,\text{пред}} = k_{i0} \Delta p z_I / 3$ . Подставляя численные значения, получаем:  $R_{3,\text{пред}} = 2,42 Z_y$ .

Отношением  $\dot{I}_{\text{II}}/I_1^{\text{ab}}$  удобно пользоваться в качестве параметра при исследовании влияния какого-либо другого параметра электропередачи на поведение реле.

**Пример 4.** Электропередача характеризуется параметрами, приведенными в третьем примере. Определить предельное значение сопротивления замыкания на землю, при котором про-

Рис. 6. Построение области срабатывания реле в примере 4.



исходит неселективное срабатывание направленного реле сопротивления фазы  $A$ .

Напряжения  $\dot{U}'_a$  и  $\dot{U}_a$  можно выразить в виде следующих явных функций от сопротивления  $R_3$ :

$$\begin{aligned}\dot{U}'_a &= \frac{3}{k_1} I_1^{\text{ab}} \left[ R_3 + \frac{k_1}{3} (Z_{1K} - Z_y) (2 + k_{01}k' + k_i) \right]; \\ \dot{U}_a &= \frac{3}{k_1} I_1^{\text{ab}} \left[ R_3 + \frac{k_1 Z_{1K}}{3} (2 + k_{01}k' + k_i) \right].\end{aligned}$$

С учетом выражения  $k_i = k_{lo} + \frac{3R_3 \dot{A}_e}{k_1 Z_I}$  (см. пример 3) получаем:

$$\begin{aligned}\dot{U}'_a &= \frac{3}{k_1} I_1^{\text{ab}} \left( 1 + \frac{Z_{1K} - Z_y}{Z_I} \dot{A}_e \right) \times \\ &\quad \times \left[ R_3 + \frac{\frac{k_1}{3} (Z_{1K} - Z_y) (2 + k_{01}k' + k_{lo})}{1 + \frac{Z_{1K} - Z_y}{Z_I} \dot{A}_e} \right], \\ \dot{U}_a &= \frac{3}{k_1} I_1^{\text{ab}} \left( 1 + \frac{Z_{1K}}{Z_I} \dot{A}_e \right) \left[ R_3 + \frac{\frac{k_1}{3} Z_{1K} (2 + k_{01}k' + k_{lo})}{1 + \frac{Z_{1K}}{Z_I} \dot{A}_e} \right].\end{aligned}$$

Условие срабатывания реле имеет вид:

$$-\frac{\pi}{2} < \arg \frac{-\dot{U}'_a}{\dot{U}_a} = \arg \frac{-c(R_3 - b)}{d(R_3 - a)} < \frac{\pi}{2}.$$

Границей области срабатывания реле является окружность, проходящая через точки  $a$  и  $b$ . Реле может сработать неселективно, если конец вектора переходного сопротивления находится в области срабатывания реле. Поскольку  $R_3$  является активным, то  $R_3$  определяется точкой пересечения границной линии области срабатывания реле с вещественной осью положительных значений.

Подставляя численные значения, находим:  $a = 1,55 Z_y e^{-j15^\circ}$ ;  $b = 0,77 Z_y e^{-j13^\circ}$ ;  $c = 0,98 e^{-j9^\circ}$ ;  $d = 0,97 e^{-j10^\circ}$ ;  $\beta = \arg \frac{-c}{d} =$

$= 190^\circ$ . Границная линия области срабатывания реле изображена на рис. 6. Область срабатывания реле находится внутри окружности. Как следует из рисунка, при заданных параметрах электропередачи реле не может сработать неселективно при любом значении  $R_3$ .

**Выводы.** 1. Для исследования влияния тока качаний на поведение реле сопротивления в несимметричных режимах можно использовать области срабатывания реле, построенные в комплексной плоскости отношения  $I_h/I_1^{\text{ab}}$ . Построение этих областей требует меньшей вычислительной работы, чем построение аналогичных областей в плоскостях  $E_H/E_I$  и  $Z_h$ , особенно при коротких замыканиях на землю. Поэтому плоскостью  $I_h/I_1^{\text{ab}}$  целесообразно пользоваться при качественном относительном сравнении реле разных типов, без проведения количественного анализа в зависимости от отношения  $E_H/E_I$ .

2. При заданных параметрах электропередачи для любой точки плоскости  $I_h/I_1^{\text{ab}}$ , как и в плоскости  $Z_h$ , можно однозначно определить отношение  $E_H/E_I$  или  $E_I/E_H$ . Определение  $E_H/E_I$  в плоскости  $I_h/I_1^{\text{ab}}$  требует несколько большей вычислительной работы, чем в плоскости  $Z_h$ . Поэтому при количественном анализе выбор плоскости ( $E_H/E_I$ ,  $I_h/I_1^{\text{ab}}$  или  $Z_h$ ) определяется условиями задачи и типом реле.

3. Плоскостью  $I_h/I_2^{\text{ab}}$  целесообразно пользоваться при исследовании влияния переходного сопротивления в месте короткого замыкания в случаях, когда изменение этого сопротивления не влияет на вид области срабатывания реле. Последнее имеет место, например, если в качестве поляризующей величины используется ток обратной (для защиты от двухфазных коротких замыканий) последовательности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лосев С. Б., Чернин А. Б. Исследование трехфазного направленного реле сопротивления при коротких замыканиях и неполнофазных режимах. — «Электричество», 1960, № 6.
- Лосев С. Б. К вопросу о выполнении дистанционной защиты от всех видов многофазных повреждений линий. — «Электричество», 1960, № 12.
- Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968.
- Атабеков Г. И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. Госэнергоиздат, 1957.

[22.10.1974]



# Трехфазные дистанционные органы и критерии их срабатывания<sup>1</sup>

Доктор техн. наук ФАБРИКАНТ В. Л.

Riga

**Особенности трехфазных дистанционных органов.** Классическое выполнение дистанционной защиты предполагает наличие отдельного дистанционного органа для каждого вида повреждения. Так, в дистанционной защите от замыканий между фазами предусматриваются отдельные дистанционные органы для замыканий между фазами *A* и *B*, *B* и *C* и *C* и *A* соответственно. Каждый из них действует и при замыканиях соответствующих фаз на землю и все они действуют при трехфазных замыканиях. Через схему «ИЛИ» все три органа действуют на выходные устройства [Л. 1].

Каждый из дистанционных органов включается на напряжения и токи, соответствующие петле короткого замыкания. При этом его действие при металлическом коротком замыкании между соответствующими фазами не зависит от тока нагрузки доаварийного режима. Это весьма упрощает анализ работы таких органов и считается их существенным преимуществом. Для дистанционной защиты от замыканий на землю применялись также отдельные органы, предназначенные для действия при замыканиях на землю фаз *A*, *B* и *C* соответственно. Применяются защиты и с одним дистанционным органом, который переключается на соответствующие токи и напряжения в зависимости от вида короткого замыкания. Однако при этом необходимы избирательные органы, определяющие вид короткого замыкания, и замедляется действие защиты из-за необходимости переключений.

Предлагались и трехфазные дистанционные органы без переключений, действующие при всех или многих видах короткого замыкания. Наибольшее распространение получило реле Бреслера [Л. 1], действующее при всех видах коротких замыканий между фазами и при многих коротких замыканиях двух фаз на землю. Были предложены и многие другие органы [Л. 1—4]. Основной целью введения трехфазных дистанционных органов в то время считалось удешевление защиты (один дистанционный орган вместо трех или даже шести) и повышение ее надежности, которая оценивалась в значительной степени числом контактов (соответственно один контакт вместо трех или шести).

Недостатком трехфазных органов считалось усложнение анализа их действия, поскольку действие органа зависело от напряжений и токов не только поврежденных, но и неповрежденных фаз. При этом выявлялась значительная зависимость от тока нагрузки доаварийного режима, которая делала многие из предложенных органов малопригодными для использования. Были разработаны методы анализа зависимости действия дистанционных органов от доаварийного режима [Л. 3, 5—10].

Следует, однако, указать, что недостаток трехфазных органов, связанный с влиянием на них доаварийного тока нагрузки, свойствен и классическому выполнению, когда отдельные органы предназначены для действия при определенном виде

короткого замыкания. Действительно, действие дистанционного органа, включенного на напряжение и токи поврежденных фаз при металлических коротких замыканиях не зависит от доаварийного режима. Однако действие остальных дистанционных органов зависит от него, кроме того, необходимо проверять их недействие при коротком замыкании вне защищаемой зоны при токах доаварийного режима, соизмеримых с током короткого замыкания. Таким образом, несколько отдельных дистанционных органов, предназначенных для действия при различных видах короткого замыкания, должны рассматриваться, как единый трехфазный орган с обобщенными характеристиками, зависящими от места и вида короткого замыкания, переходного сопротивления и от доаварийного режима. Таким образом, недостатки трехфазных дистанционных органов оказались лишь кажущимися и сравнение трехфазных органов с классической схемой должно производиться по их обобщенным характеристикам, как это и сделано в [Л. 8—10]. С этой точки зрения все дистанционные органы должны рассматриваться как трехфазные независимо от их выполнения.

**Особенности полупроводниковых трехфазных дистанционных органов.** Использование полупроводниковых принципов существенно расширило возможности выполнения трехфазных дистанционных органов и изменило цели их применения. При использовании простых электромеханических реле их действие должно было зависеть от абсолютных значений или сдвига по фазе двух электрических величин. Хотя каждая из них могла являться линейной функцией многих величин, это условие ограничивало возможности построения дистанционных органов. При использовании полупроводниковых или магнитно-полупроводниковых элементов выполнение этого условия становится необязательным и возможно одновременное сравнение нескольких (трех, четырех) электрических величин. Правда, и применение многополюсных электромеханических реле могло расширить возможности построения дистанционных органов. Однако они оставались более ограниченными, а сами многополюсные системы более дорогими.

С другой стороны, выполнение трехфазного органа вместо трех однофазных в полупроводниковых схемах не дает существенного удешевления или повышения надежности. В ряде случаев даже трудно отличить, является ли орган трехфазным или комбинацией однофазных и само это разделение является условным. Поэтому при сравнении различных принципов и выполнений дистанционных органов основным критерием являются их обобщенные характеристики, определяющие вероятность срабатывания при коротком замыкании в зоне защиты и вероятность несрабатывания в других режимах. Такое сравнение некоторых трехфазных реле в части влияния переходного сопротивления на их обобщенные характеристики проведено, например, в [Л. 11 и 12]. Однако с точки зрения анализа для получения указанных обобщенных харак-

<sup>1</sup> В порядке обсуждения.

теристик появляется различие между двумя типами дистанционных органов.

1. Органы, структурная схема которых может быть представлена в виде ряда элементов, из которых каждый действует под влиянием только двух электрических величин. Выходные сигналы всех этих элементов объединяются логической операцией сложения или умножения. Анализ обобщенных характеристик таких схем возможен обычными методами, используемыми для измерительных органов с двумя электрическими величинами [Л. 3 и 13]. К таким относится, например, орган, предложенный в [Л. 12], который эквивалентен трем реле реактивного сопротивления, действующим на общую схему «И». Конечно, и в этом случае благодаря магнитно-полупроводниковому выполнению получено значительное упрощение устройства по сравнению с электромеханическими реле и соответственно удешевление, уменьшение габаритов и повышение надежности. Однако анализ его обобщенных характеристик не отличается от анализа соответствующей схемы из электромеханических реле.

2. Дистанционные органы, в которых происходит одновременное сравнение нескольких (обычно трех или четырех) электрических величин, и структурная схема которого не может быть изображена так, как указано в п. 1. Такие органы, например, описанные в [Л. 14—17] нуждаются в специальных методах анализа. Они могут быть представлены и как органы, указанные в п. 1, но со сложной логической схемой. Одновременное сравнение нескольких электрических величин имеет, по-видимому, некоторые преимущества по сравнению с органами с двумя электрическими величинами, действующими через простую логическую схему, уменьшая влияние погрешностей, вызванных неточностью измерительных трансформаторов напряжения, и погрешностью органов сравнения. Так, отмечено значительное влияние этих погрешностей на реле Бреслера, выполненное на принципе сравнения двух электрических величин. Однако введение третьей величины в схему сравнения, предложенное в [Л. 15 и 16], практически устраняет влияние погрешностей даже для случаев, когда орган работает, как реле Бреслера.

**Методы анализа схем, сравнивающих несколько электрических величин, и их недостатки.** Предложенные в настоящее время трехфазные дистанционные органы, основанные на одновременном сравнении нескольких электрических величин, изображенных соответствующими векторами, можно разделить на две группы.

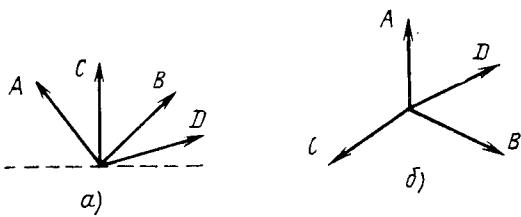
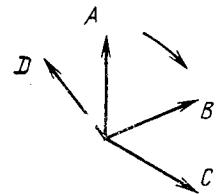


Рис. 1. Диаграммы, иллюстрирующие условия срабатывания дистанционных органов первой группы.  
а — векторы в одной полуплоскости; б — векторы не в одной полуплоскости.

Рис. 2. Диаграмма, иллюстрирующая условия срабатывания дистанционных органов второй группы.



1. Органы, срабатывающие или несрабатывающие в зависимости от того, находятся ли все сравниваемые векторы в одной полуплоскости. На рис. 1, а показан случай, когда это условие выполняется, на рис. 1, б, когда оно не выполняется. Выполнение такого органа использует совпадение знаков мгновенных значений всех сравниваемых величин в течение некоторого времени  $t_c$  ( $0 < t_c < T/2$ ), повторяющегося в каждый полупериод, если векторы находятся в одной полуплоскости. В противном случае такое совпадение невозможно. Орган был предложен [Л. 18 и 19] для нескольких электрических величин, являющихся линейными функциями двух электрических величин, для выполнения однофазного дистанционного органа со сложной характеристикой, а затем [Л. 17] для выполнения трехфазного дистанционного органа от замыканий на землю.

2. Органы, срабатывающие при определенном чередовании векторов сравниваемых электрических величин. Так, например, орган срабатывает, если четыре вектора A, B, C, D при перемещении по часовой стрелке имеют чередование ABCD (рис. 2) и не срабатывает при любом другом чередовании (ABDC, ACBD, ACDB, ADBC, ADCB). Устройства, реагирующие на чередование векторов, построенные на основе магнитно-транзисторных схем были разработаны [Л. 20], а дистанционные трехфазные органы, основанные на этом принципе предложены в [Л. 14—16].

При анализе областей срабатывания органов первой и второй группы применялись следующие методы, описанные в [Л. 6, 7 и 17] и особенно четко в [Л. 12]. В органах первой группы на грани между областью срабатывания и областью несрабатывания два вектора A и B сдвинуты на угол 180°. Аналогично для органов второй группы на грани срабатывания два вектора A и B совпадают. В обоих случаях скалярное произведение  $[A][-jB] = -0$ . В дальнейшем вместо скалярного произведения  $[A][-jB]$  будем писать векторное произведение  $A \times B$ , как предлагалось в [Л. 6], что для векторов, расположенных в плоскости, то же самое, но упрощает запись (не нужен поворотный вектор  $j$  и связанные с этим скобки).

Перебирая все возможные пары сравниваемых векторов, можно получить все граничные линии. Некоторые из них будут избыточными, а именно, соответствующие углу, равному нулю, для реле первой группы и углу 180° для реле второй группы, а также в случаях, когда данные вектора сдвинуты на соответствующий угол, но расположение остальных не соответствует граничной линии. Последнее возможно при числе векторов более трех.

Такой метод определения области срабатывания имеет два недостатка:

- наличие указанных избыточных участков граничных линий;

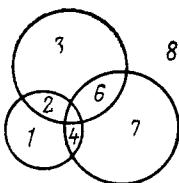


Рис. 3. Возможные области срабатывания при сравнении трех электрических величин.

б) метод дает граничные линии, но не дает расположение областей срабатывания, ограниченных этими линиями.

При двух сравниваемых величинах граничная линия делит плоскость на две области и отличить область срабатывания от области несрабатывания сравнительно легко, хотя также требует некоторых усилий. При трех сравниваемых величинах получаются три пары сравниваемых величин и три граничные линии (например, окружности). При этом получается в общем случае уже восемь областей (рис. 3). При четырех векторах получается 6 пар и соответственно 64 области. Отличить в таких случаях области срабатывания от областей несрабатывания становится весьма затруднительно. Трудность усугубляется некоторыми дополнительными обстоятельствами.

1. Как уже указывалось, не все участки полученных линий являются действительно граничными. Исключение излишних участков не всегда просто.

2. Область срабатывания зависит от ряда факторов: вида и места короткого замыкания, переходного сопротивления в месте короткого замыкания, доаварийного режима. Построение конкретных диаграмм в плоскости возможно только, если задаться значениями ряда величин, что и сделано в [Л. 11, 12 и 17]. Обобщенная же область срабатывания является областью сверхпространства, ограниченной сверхповерхностями и не может быть изображена на бумаге. Поэтому определение случаев возможного отказа при коротком замыкании в защищаемой зоне и возможность избыточного срабатывания при коротком замыкании вне ее может быть получена только математическим анализом, лишенным графической наглядности.

Все это требует критериев, определяющих область срабатывания. Критерии эти должны иметь форму не уравнений, пригодных для граничных линий или поверхностей, а неравенств, четко определяющих область срабатывания. Ниже предлагаются такие критерии для двух указанных групп органов.

**Критерии для органов первой группы.** Наиболее общим критерием для этой группы представляется следующий. Если могут быть выбраны такие вещественные положительные коэффициенты  $K_A, K_B, K_C, \dots$ , чтобы удовлетворилось равенство

$$K_A \dot{A} + K_B \dot{B} + K_C \dot{C} + \dots = 0, \quad (1)$$

то векторы  $A, B, C, \dots$  не расположены в одной полуплоскости. Если же они расположены в одной полуплоскости, то такие коэффициенты  $K$  выбраны быть не могут.

Уравнение (1) является уравнением с комплексными членами, так как  $A, B, C, \dots$  — величины комплексные. Оно может быть разделено на два,

каждое из которых содержит соответственно вещественные или мнимые составляющие уравнения (1). Условие (1) легко понять, если провести вещественную и мнимую ось на рис. 1, а так, чтобы все векторы оказались в правой полуплоскости. Тогда в уравнении, содержащем вещественные составляющие уравнения (1) все члены будут положительными, и сумма их не может быть равна нулю. Можно доказать, что для рис. 1, б всегда существуют такие положительные коэффициенты  $K_A, K_B, \dots$ , что уравнение (1) удовлетворяется.

Условие (1) является наиболее общим и справедливо для любого числа векторов. Однако оно неудобно для практики, так как требует анализа возможности выбора соответствующих коэффициентов. Для случая трех векторов  $A, B, C$  из условия (1) непосредственно выводится более простое и легко проверяемое условие: если векторные произведения  $A \times B, B \times C$  и  $C \times A$  имеют одинаковые знаки, то векторы не расположены в одной полуплоскости. Напротив, если их знаки различны, векторы расположены в одной полуплоскости. Отметим это как условие (2). Условие (2) удобно для проверки и анализа. При числе  $n$  векторов более трех, условие может быть проверено для всех сочетаний по три вектора  $C^3_n$ . Для четырех векторов таких сочетаний четыре. Однако достаточно проверить условие для любых трех сочетаний, так как оба крайних вектора непременно войдут хотя бы в одно из таких сочетаний. Так, для векторов  $A, B, C, D$  достаточно проверить несовпадение знаков произведений  $A \times B, B \times C, C \times A; A \times B, B \times D, D \times A$  и  $A \times C, C \times D, D \times A$ . Четвертое условие несовпадения знаков  $B \times C, C \times D, D \times B$  — будет при этом автоматически выполнено.

В общем случае  $n$  векторов число сочетаний, достаточное для решения вопроса равно  $C^3_n - n + 3$ . Если хотя бы в одном сочетании знаки произведений совпадают, векторы не расположены в одной полуплоскости. Если хотя бы в одном сочетании векторных произведений одного вектора на все остальные ( $A \times B, A \times C, A \times D, \dots$ ) знаки совпадают, то векторы расположены в одной полуплоскости. Однако заранее неизвестно, какой из векторов выбрать в качестве общего ( $A$ ).

**Критерии для органов второй группы.** Достаточным для чередования векторов  $A, B, C, D, \dots$  при движении по часовой стрелке является условие, чтобы все произведения  $A \times B, B \times C, \dots$  всех рядом стоящих векторов (левого на правый), а также последнего на первый были отрицательны. Для четырех векторов  $A, B, C, D$  оно выглядит так:  $A \times B < 0; B \times C < 0; C \times D < 0; D \times A < 0$ , что является условием (3). Условие (3) является достаточным, но не необходимым. Поскольку сдвиг между двумя соседними векторами может быть больше  $180^\circ$ , одно из произведений может быть положительным. Угол больше  $180^\circ$  может быть только один и поэтому положительным может быть только одно произведение. Для трех векторов  $A, B, C$  последнее условие является достаточным, т. е., если из трех произведений  $A \times B, B \times C$  и  $C \times A$  не более одного положительно, то последовательность их чередования  $ABC$ . Это условие (4). Для большего числа векторов это условие недостаточно. Можно

проверить все группы по три следующих подряд вектора. Если для каждой из них соблюдается условие (4), расположение соответствует заданному. Однако проверка может быть и упрощена. Так, для четырех векторов  $A, B, C, D$  достаточным условием является условие (3). Если же одно из произведений (например  $A \times B$ ) положительно, то рассматриваются сочетания векторов, не входящих в (3), причем векторы  $A$  и  $B$  должны стоять в произведениях на тех же местах, на которых они стоят в произведении  $A \times B$  ( $A$  слева,  $B$  справа). В рассматриваемом случае это произведения  $A \times C$  и  $D \times B$ . Оба они должны быть положительны. Условие является достаточным. Предложенные критерии могут быть изображены логической схемой. Однако эта схема будет достаточно сложной.

**Выводы.** 1. При токах доаварийного режима, соизмеримых с токами короткого замыкания, дистанционные органы независимо от их выполнения (пофазное, трехфазное) должны рассматриваться как единый орган. При анализе должны учитываться переходное сопротивление и доаварийный режим, сравнение различных органов должно производиться по их обобщенным характеристикам.

2. Если структурная схема органа может быть представлена как ряд органов с двумя электрическими величинами, действующими через общую схему («ИЛИ», «И»), анализ может производиться обычным способом.

3. Если же производится одновременное сравнение нескольких величин, требуются специальные критерии срабатывания. Применяемые критерии дают избыточные участки граничных линий и не определяют областей срабатывания, а потому в ряде случаев могут оказаться неприемлемыми для анализа.

4. В статье предлагаются уточненные критерии для определения областей срабатывания.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. М.: Госэнергоиздат, 1961.
2. Долидзе Г. Ф. Односистемный дистанционный орган от многофазных коротких замыканий. — «Электричество», 1959, № 11.
3. Лосев С. Б., Чернин А. Б. Исследование трехфазного

направленного реле сопротивления при коротких замыканиях и в неполнофазных режимах. — «Электричество», 1960, № 6.

4. Атабеков Г. И. Релейная защита высоковольтных сетей. М.: Госэнергоиздат, 1949.

5. Zidanowicz I. Приложение понятия полного сопротивления и полной проводимости установленного режима к построению диаграмм, предназначенных для анализа действий реле сопротивления, реле направления мощности и схем защиты. — В кн.: Энергетика за рубежом. Релейная защита. Доклады СИГРЭ. М.: Госэнергоиздат, 1963.

6. Аржанников Е. А. К вопросу о применении компенсированных дистанционных реле в устройствах защиты. — «Изв. вузов. Энергетика», 1968, № 11.

7. Аржанников Е. А. О применении многофазных реле сопротивления в устройствах защит линий электропередач от замыканий на землю. — «Изв. вузов. Энергетика», 1972, № 4.

8. Шнейдер Я. А. Метод анализа работы реле сопротивления в комплексной плоскости проводимости или сопротивления нагрузки в несимметричных режимах. — «Изв. вузов. Энергетика», 1974, № 3.

9. Шнейдер Я. А. Построение характеристик срабатывания реле сопротивления в несимметричных режимах работы линии. — «Изв. АН Латв. ССР», 1974, № 2.

10. Шнейдер Я. А. Метод анализа работы реле сопротивления в несимметричных режимах работы линии. — «Электричество», 1976, № 3.

11. Рубинчик В. А. Сравнительная оценка чувствительности к переходным сопротивлениям измерительных органов защиты от замыканий на землю линий электропередачи. — «Электричество», 1973, № 12.

12. Аржанников Е. А. Многофазные реле сопротивления и их выполнение на принципе определения порядка следования импульсов. — «Электричество», 1973, № 12.

13. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М.: «Высшая школа», 1968.

14. Tonnes Martin. Electronisches Distanzrelais. — «Btwn Boeri Mittellungen», 1966, № 11—12.

15. Валеев А. М. Односистемные трехфазные реле сопротивления для защиты от двух- и трехфазных коротких замыканий. — «Электрические станции», 1967, № 7.

16. Валеев А. М. Односистемные трехфазные реле сопротивления, реагирующие на порядок чередования фаз четырех электрических величин. — «Электричество», 1968, № 1.

17. Мутон Л., Суллар М. Быстродействующее статическое реле сопротивления. — В кн.: Современная релейная защита. М.: «Энергия», 1970.

18. Китаура Коити. Направленное реле сопротивления с прямоугольной характеристикой на полупроводниках. — «Ом Дэнки едзасси», 1963, № 8.

19. Витанов А. Б. Дистанционное реле с многоугольной характеристикой срабатывания. — «Электричество», 1968, № 8.

20. Лебедев О. В. Дискретный способ сравнения электрических величин в измерительных органах устройств релейной защиты и автоматики энергосистем. — «Электричество», 1972, № 4.

[19.9.1975]



#### НОВАЯ КНИГА ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Кнеллер В. Ю., Агамалов Ю. Р., Десова А. А. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИН С КООРДИНИРОВАННЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ. 1975. 168 с. с ил.

В книге излагается метод координированного уравновешивания — новый подход к организации процесса уравновешивания измерительных цепей регулировкой нескольких параметров при существенной взаимосвязи сигналов, используемых для управления уравновешиванием. Этот метод ускоряет процесс уравновешивания.

Рассмотрены особенности и возможности этого метода, построение различных групп алгоритмов координированного уравновешивания, исследована их сходимость, оценены погрешности уравновешивания.

Рассмотрены принципы построения быстродействующих и упрощенных цифровых измерителей комплексных величин с координированным уравновешиванием.

Предназначена для специалистов в области измерений, контроля и автоматики, может быть полезна студентам соответствующих специальностей.

# Прохождение через резонансный фильтр сигналов, представляемых амплитудой или фазой тока промышленной частоты

Канд. техн. наук ОВЧАРЕНКО Н. И.  
МЭИ

Основными входными сигналами измерительной части автоматических устройств АСУ электроэнергетических систем, в особенности быстродействующих устройств релейной защиты, являются изменения амплитуды, фазы или частоты синусоидальных принужденных составляющих напряжения и тока промышленной частоты [Л. 1 и 2].

Обработка информации измерительной частью обычно сводится к сравнению амплитуд (абсолютных значений), фаз или к амплитудно-фазовому сравнению двух и более напряжений (токов), являющихся функциями принужденных составляющих. Изменения частоты как представляющего параметра сигнала предварительно преобразуются в изменения амплитуды или фазы. Выделение принужденных составляющих напряжения и тока электромагнитных переходных процессов в управляемом, в частности, защищаемом объекте, и указанное преобразование представляющего параметра сигнала может осуществляться и часто производится резонансными частотными фильтрами, простейшими из которых являются последовательный и параллельный резонансные контуры (рис. 1) [Л. 3 и 4]. При этом минимальное время прохождения сигнала через резонансный контур обеспечивается при нулевых начальных условиях собственного переходного процесса в фильтре [Л. 5].

Резонансные контуры являются инерционными звенями второго порядка. Обычно добротность контура

$$Q = \frac{\omega_p L}{R} = \frac{1}{\omega_p R C} > 1,$$

поэтому при скачкообразных (представляемых единичной функцией) изменениях амплитуды, фазы или частоты э. д. с.  $E$  (или тока  $I$ ) в контуре возникает колебательный переходный процесс. Например, при подключении последовательного контура (рис. 1) к источнику синусоидальной э. д. с.  $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$  изображение свободной  $i_{cb}(p)$  составляющей тока  $i_{vых}(p)$  может быть представлено в следующем виде [Л. 6]:

$$i_{cb}(p) = \frac{e_s(p)}{Z(p)} = \frac{L i_{cb}(0) - \frac{1}{p} u_{C_{cb}}(0)}{R + pL + \frac{1}{pC}}, \quad (1)$$

где  $i_{cb}(0)$ ,  $u_{C_{cb}}(0)$  — начальные значения свободных составляющих тока и напряжения на конденсаторе, равные по значению и противоположные по знаку принужденным составляющим при  $t=0$ .

При резонансной круговой частоте  $\omega_p$

$$i_{cb}(0) = -\frac{E_m}{R} \sin \psi;$$

$$u_{C_{cb}}(0) = -\frac{E_m}{R} \frac{1}{\omega_p C} \sin\left(\psi - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{E_m}{R} \frac{1}{\omega_p C} \cos \psi. \quad (2a)$$

При  $\omega \neq \omega_p$

$$\begin{aligned} i_{cb}(0) &= -\frac{E_m}{R} k_n \sin(\psi + \varphi); \\ u_{C_{cb}}(0) &= -\frac{E_m}{R} \frac{k_n}{\omega C} \sin\left(\psi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= \frac{E_m}{R} \frac{k_n}{\omega C} \cos(\psi + \varphi), \end{aligned} \quad (2b)$$

где  $k_n$  и  $\varphi$  — модуль и фаза комплексного коэффициента передачи фильтра [Л. 6];

$$K_n(\omega) = k_n e^{j\varphi} = \frac{1}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)}. \quad (3)$$

Выражение (1) приводится к следующему табличному виду изображений:

$$\begin{aligned} i_{cb}(p) &= \frac{p^2 i_{cb}(0) - \frac{p}{L} u_{C_{cb}}(0)}{p \left( p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} \right)} = \\ &= \frac{p^2 i_{cb}(0) - \frac{p}{L} u_{C_{cb}}(0)}{p[(p + \alpha)^2 + \beta^2]}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициент затухания и круговая частота свободной составляющей тока;

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{R}{2L}; \\ \beta &= \sqrt{\frac{1}{LC} - \left( \frac{R}{2L} \right)^2} = \sqrt{\omega_p^2 - \alpha^2} = \omega_p \sqrt{1 - \left( \frac{\alpha}{\omega_p} \right)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При достаточно высокой добротности контура

$$\frac{\alpha}{\omega_p} = \frac{R}{2\omega_p L} = \frac{1}{2Q} \ll 1$$

и свободная составляющая имеет резонансную частоту  $\beta \approx \omega_p$ .

В соответствии с (4) и таблицей изображений и оригиналов функций [Л. 6]

$$\begin{aligned} i_{cb} &= \left[ i_{cb}(0) \left( \cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\beta L} u_{C_{cb}}(0) \sin \beta t \right] e^{-\alpha t} = \\ &= \left[ i_{cb}(0) \left( \cos \omega_p t - \frac{1}{2Q} \sin \omega_p t \right) - \frac{1}{\omega_p L} u_{C_{cb}}(0) \sin \omega_p t \right] \times \\ &\quad \times e^{-\alpha t}. \end{aligned} \quad (6)$$

При включении э. д. с. резонансной частоты  $\omega = \omega_p$  без начальной фазы  $\psi = 0$  ток  $i_{cb}(0)$  согласно (2a) равен нулю, а напряжение  $u_{C_{cb}}(0)$  максимально:  $u_{C_{cb}}(0)_{\max} = E_m / (\omega_p R C)$ . Свободная составляющая тока, определяемая в соответствии с (6) как

$$i_{cb} = -\frac{E_m}{R} e^{-\alpha t} \sin \omega_p t = -I_m e^{-\alpha t} \sin \omega_p t, \quad (7)$$

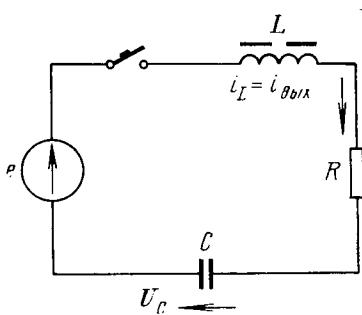


Рис. 1. Схема последовательного резонансного контура.

находится в противофазе с принужденной составляющей  $i_{\text{пр}}$  (рис. 2, а).

Поэтому фаза выходного тока

$$i_{\text{вых}} = I_m(1 - e^{-\alpha t}) \sin \omega_p t \quad (8)$$

устанавливается сразу после включения, а амплитуда нарастает по экспоненте.

Совпадение по фазе тока  $i_{\text{вых}}$  и его принужденной  $i_{\text{пр}}$  составляющей объясняется отсутствием скачкообразного изменения фазы в момент включения. Поэтому включение при  $\psi=0$  и выражение (8) характерны при рассмотрении прохождения сигнала, представляемого амплитудой синусоидальной э. д. с. (тока) резонансной частоты.

Если сигнал представляется фазой, то характерным в отношении установления фазы является включение при  $\psi=\frac{\pi}{2}$ . При этом  $i_{\text{св}}(0)_{\text{нб}}=-\frac{E_m}{R}=-I_m$ ,  $u_{C_{\text{св}}}=0$  и свободная составляющая тока

$$i_{\text{св}} = -I_m e^{-\alpha t} \left( \cos \omega_p t - \frac{\alpha}{\omega_p} \sin \omega_p t \right) \quad (9)$$

не находится в противофазе с принужденной составляющей

$$i_{\text{пр}} = I_m \cos \omega_p t.$$

Фаза выходного тока

$$i_{\text{вых}} = I_m(1 - e^{-\alpha t}) \cos \omega_p t + \frac{I_m}{2Q} e^{-\alpha t} \sin \omega_p t \quad (10)$$

устанавливается по мере затухания синусоидальной составляющей свободного тока. Практический интерес представляет время, в течение которого относительная погрешность амплитуды или фазы по мере затухания свободных составляющих снижается до некоторого допустимого значения.

Амплитудная погрешность фиксируется в моменты времени прохождения мгновенными значениями принужденной составляющей через амплитудные значения и может быть представлена в указанном случае  $\psi=0$  (рис. 2, а) в соответствии с (8) следующей функцией дискретного времени  $t_*$ :

$$\delta_a = \frac{\Delta I_m}{I_m} = \frac{I_m - I_m(1 - e^{-\alpha t_*})}{I_m} = e^{-\alpha t_*}, \quad (11)$$

где  $t_* = \frac{T}{4} + k \frac{T}{2}; k = 0, 1, 2, \dots, n$ .

Фазовая погрешность определяется в моменты времени прохождения мгновенными значениями принужденной составляющей через нулевые значения и в соответствии с (10) может быть представ-

лена при  $\psi=\pi/2$  (рис. 2, б) более сложной функцией дискретного времени  $t_*$ :

$$\delta_\phi = \frac{\Delta\gamma}{\pi/2} \left[ \arctg \frac{I_m e^{-\alpha t_*}}{2Q I_m (1 - e^{-\alpha t_*})} \right] : \frac{\pi}{2}. \quad (12)$$

При добротности  $Q \gg 1$  и  $t_* > \frac{1}{\alpha}$  приближенно можно считать, что

$$\delta_\phi \approx \frac{e^{-\alpha t_*}}{\pi Q (1 - e^{-\alpha t_*})} < e^{-\alpha t_*}; 2Q = \frac{\delta_a}{\Delta I_m}. \quad (13)$$

Из (13) видно, что фазовая погрешность значительно меньше амплитудной. При заданной погрешности  $\delta$  времена установления амплитуды и фазы (с одинаковой относительной погрешностью) согласно (11) и (13) приближенно равны:

$$t_{y.a} = \tau \ln \frac{1}{\delta}; t_{y.\phi} \approx \tau \ln \frac{1}{\delta 2Q}, \quad (14)$$

где  $\tau = 1/\alpha$ .

Графики рис. 2, а и б иллюстрируют переходные процессы в последовательном резонансном контуре с добротностью  $Q=5$  и  $\tau=2Q/\omega_p=32$  мс при подключении к э. д. с. резонансной частоты, равной промышленной. При погрешности  $\delta \approx 0,05$  времена установления амплитуды и фазы составляют  $t_{y.a} \approx 3\tau$ ,  $t_{y.\phi} \approx 0,7\tau$ . При добротностях реальных резонансных контуров эти времена уменьшаются в 10-20 раз.

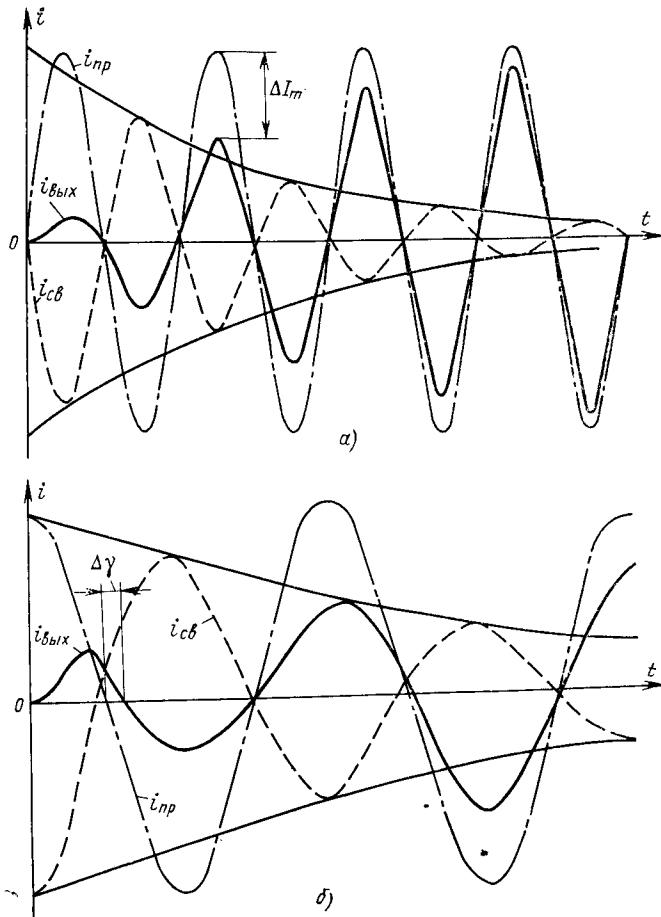


Рис. 2. Кривые тока  $i_{\text{вых}}$  на выходе резонансного фильтра и его принужденной  $i_{\text{пр}}$  и свободной  $i_{\text{св}}$  составляющих.  
а — при  $\psi=0$ ; б — при  $\psi=\pi/2$ .

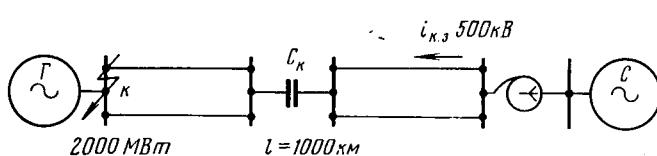


Рис. 3. Расчетная схема.

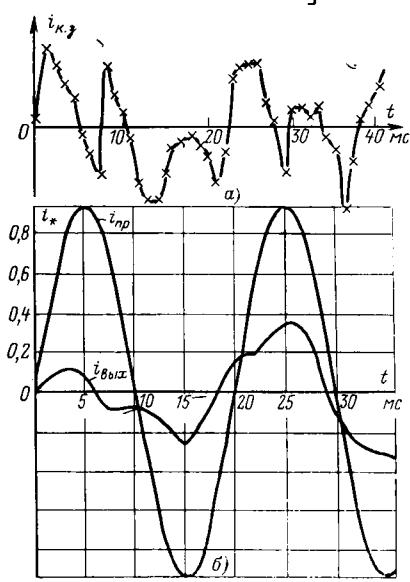
нансных фильтров, настроенных на промышленную частоту,  $\pi \leq Q \leq 2\pi$  и соответствующих постоянных времени, равных длительностям от одного до двух периодов, время установления фазы с указанной точностью практически равно длительности одного периода, тогда как время установления амплитуды составляет от трех до шести периодов.

В реальных условиях резонансный фильтр подключается к несинусоидальным э. д. с. или току. При этом любая гармоника обуславливает возникновение свободной составляющей выходного тока (напряжения) фильтра резонансной частоты с соответствующей начальной фазой и амплитудой. Однако процесс установления амплитуды остается практически прежним, отдельные его реализации аналогичны (в отношении времени нарастания амплитуды) реализациям при различных начальных фазах включения синусоидальных величин. Поэтому время установления амплитуды практически не изменяется.

На процесс установления фазы гармонические составляющие входной э. д. с. или тока могут оказывать существенное влияние.

При подключении, например, последовательного резонансного контура к э. д. с. частотой  $\omega \neq \omega_p$  и начальной фазой  $\psi$  свободная составляющая тока резонансной частоты в соответствии с (26) и (6)

$$i_{cb} = -\frac{k_p E_m}{\omega R} \left[ \sin(\psi + \varphi) \left( \cos \omega_p t - \frac{1}{2Q} \sin \omega_p t \right) + \frac{\omega_p}{\omega} \cos(\psi + \varphi) \sin \omega_p t \right] e^{-\alpha t}. \quad (15)$$

Рис. 4. Кривые тока  $i_{k,z}$  короткого замыкания в момент прохождения напряжением амплитудного значения (а) и тока  $i_{vых}$  на выходе резонансного фильтра и его принужденной составляющей (б).

За пределами полосы пропускания ( $k_p \ll \sqrt{2}/2$ ) угол  $\varphi$  близок к  $\varphi \approx \pi/2$ . Например, для контура с добротностью  $Q=5$  при  $\omega_1=0,5\omega_p$  и  $\omega_2=2\omega_p$   $k_p = 0,13$ ;  $\varphi = \mp 0,45\pi$ . Поэтому при  $\psi=0$  или  $\psi=\pi/2$  свободная составляющая тока практический косинусоидальна или синусоидальна соответственно. Стоит обратить внимание, что свободные составляющие, обусловленные гармониками частот  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , находятся практически в противофазе. Поэтому при наличии указанных свободных составляющих амплитуда результирующей свободной составляющей уменьшается.

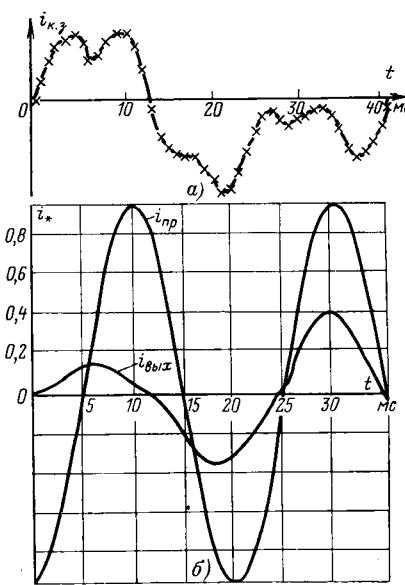
Были произведены расчеты на ЦВМ переходного процесса короткого замыкания на ВЛ 500 кВ длиной 1000 км с продольной емкостной компенсацией, связывающей ГРЭС мощностью 2000 МВт с системой несизмеримо большей мощности (рис. 3) и переходного процесса в резонансном фильтре<sup>1</sup> (рис. 1). Кривые тока  $i_{k,z}$  при  $X_{ck} = -0,16X_L$  для моментов возникновения короткого замыкания, соответствующих моментам перехода напряжением амплитудного и нулевого значений, приведены на рис. 4,а и 5,а. Ток содержит субгармоническую и гармонические составляющие некратных частот и с точностью до четвертой составляющей изображается соответственно следующими тригонометрическими рядами:

$$i_{k,z} = \sin 314t + (-0,7 \sin 117,8t + 1,47 \sin 823,5t + 0,63 \sin 1698,8t + 0,44 \sin 2544,6t + 0,31 \sin 3437,2t) e^{-12,39t}; \quad (16)$$

$$i_{k,z} = -\cos 314t + (1,88 \cos 117,8t - 0,56 \cos 823,5t - 0,12 \cos 1698,8t - 0,05 \cos 2544,6t - 0,05 \cos 3437,2t) e^{-12,39t}.$$

На рис. 4,б и 5,б представлены кривые принужденной составляющей  $i_{np}$  и тока  $i_{vых}$  на выходе

<sup>1</sup> Расчеты произведены А. Н. Васильевым.

Рис. 5. Кривые тока  $i_{k,z}$  короткого замыкания в момент прохождения напряжением нулевого мгновенного значения (а) и тока  $i_{vых}$  на выходе резонансного фильтра и его принужденной составляющей (б).

последовательного резонансного контура с добротностью  $Q=10$ . Они построены по результатам расчетов при условии пропорциональности э. д. с.  $e$  на входе фильтра (рис. 1) току короткого замыкания  $i_{k.z}$  (16) при начальных фазах  $\psi=0$  и  $\psi=-\pi/2$  соответственно. Из графиков можно видеть, что фазовые погрешности под воздействием в первом случае ( $\psi=0$ ) главным образом гармонических, а во втором ( $\psi=-\pi/2$ ) субгармонической составляющих, превышающих по амплитуде основную гармонику промышленной частоты, увеличиваются. Однако во втором периоде принужденной составляющей тока на выходе фильтра они уже не превышают (5—10) %. Таким образом, можно сделать вывод, что с точки зрения быстродействия измерительной части релейной защиты при использовании принужденных составляющих электромагнитного переходного процесса короткого замыкания, выделяемых частотными фильтрами, работающими при

нулевых начальных условиях собственного переходного процесса, принцип сравнения фаз предпочтительнее.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Основы релейной защиты электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1961. 440 с.
2. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968. 269 с.
3. Левиуш А. И., Медведева Л. Н., Сапир Е. Д. Быстро действующие реле направления мощности обратной последовательности. — «Электричество», 1972, № 6, с. 32—36.
4. Будкин В. В. Параметры частотно-избирательных схем реле сопротивления защит линий сверхвысокого напряжения. — «Электричество», 1971, № 6, с. 67—71.
5. Сушкин В. А. Влияние электромагнитных переходных процессов на работу быстродействующих реле сопротивления. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1969. 27 с. (МЭИ).
6. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. М., «Энергия», 1965, ч. I, 358 с.

[4.10.1975]



УДК 621.311.1.001.24

## Расчет установившегося режима двух систем, связанных линиями электропередачи переменного и постоянного тока

Канд. техн. наук АРУТЮНЯН С. Г.  
Ереванский политехнический институт

Мощные линии электропередачи сверхвысоких напряжений все чаще используются в качестве межсистемных связей между отдельными энергосистемами. При этом совместная работа передач переменного и постоянного тока позволяет существенно снизить уровни токов короткого замыкания, увеличить статическую и динамическую устойчивость энергообъединения, повысить надежность его работы и т. д.

Если ранее анализ режима протяженных передач переменного и постоянного тока ограничивался самой схемой ВЛ без учета работы примыкающих энергосистем [Л. 1—5], то теперь все более актуальной становится задача расчета установившегося режима энергосистем, содержащих протяженные электропередачи как переменного, так и постоянного тока. Использование существующих программ потокораспределения для решения этой задачи требует представления протяженных ВЛ переменного тока в виде цепных схем замещения с сосредоточенными параметрами  $r$ ,  $L$ ,  $C$ . Передачи постоянного тока вообще представляются в виде нагрузок для отправной системы и генерации мощности перетока — для приемной системы, без дальнейшего рассмотрения конфигурации ВЛ и работы их преобразовательных подстанций. Расчеты установившихся режимов таких систем по известным программам потокораспределения [Л. 6 и 7], реализующим в том или ином виде исходную форму

уравнений узловых напряжений с использованием принципа Зейделя, характеризуются плохой сходимостью итерации. При наличии в системе линий с продольной емкостной компенсацией достаточно часто случаи, в которых расчет в области реально существующего и устойчивого решения полностью расходится. Лучшей сходимостью итерации, как известно, обладают программы потокораспределения, реализующие алгоритмы типа Ньютона. Однако использование этого метода для анализа режима энергосистем, содержащих передачи постоянного тока [Л. 8] часто приводит к недопустимым значениям углов регулирования преобразователей. Кроме этого, итерационные методы второго порядка обладают рядом известных недостатков, особенно существенных при расчете режима больших электрических систем переменного тока.

Настоящая статья посвящена методике расчета установившегося режима двух энергосистем, связанных протяженной линией электропередачи переменного тока, оснащенной современными средствами компенсации (КДЛ), и передачей постоянного тока (ППТ).

В отличие от известных аналогичных работ [Л. 8—12] в основе предлагаемой методики лежит принцип разрезания схемы на подсистемы, представляемые эквивалентными многополюсниками, с выделением межсистемных ВЛ переменного и постоянного тока, которые описываются своими

полными уравнениями. Разработанный алгоритм расчета позволяет учитывать распределенность параметров участков КДЛ, различные виды компенсирующих устройств, а также промежуточные отборы мощности, которые в общем виде могут быть заданы своими статическими характеристиками. В отличие от [Л. 3] УПК и промежуточные отборы мощности замещаются одним эквивалентным четырехполюсником, что упрощает расчет КДЛ (рис. 1). Передача постоянного тока моделируется с учетом работы преобразовательных подстанций. Алгоритм расчета ППТ разработан с учетом возможности регулирования коэффициентов трансформации приемного и отправного концов передачи для обеспечения минимальных углов регулирования. Если изменение отпаек преобразовательных трансформаторов не обеспечивает требуемых углов регулирования, то в программе предусмотрена возможность изменения мощности шунтовых конденсаторных батарей. Рассматриваемая задача в целом решается итерационным методом по принципу Зейделя. Однако расчет режима КДЛ в предлагаемом алгоритме производится без итерации (если, конечно, промежуточные отборы мощности не заданы своими статическими характеристиками), что фактически устраняет отрицательное влияние компенсированной ВЛ и тем самым улучшает общую сходимость итерации. При этом межсистемные передачи КДЛ и ППТ рассматриваются в качестве структурных элементов энергетической системы. Улучшенную сходимость итерации по принципу Зейделя обеспечивает также представление приемной и отправной энергосистем эквивалентными многополюсниками за счет лучшей заполненности эквивалентных матриц проводимостей и уменьшения числа совместно решаемых (итерационным способом) уравнений.

**Постановка задачи.** Принимаются заданными:

схемы замещения двух ( $G=I, II$ ) систем, приведенные к эквивалентным пассивным многополюсникам с I,  $n$  и II,  $n$  независимыми узлами. В число независимых входят все генераторные и нагрузочные узлы, а также узлы, представляющие начало или конец межсистемных КДЛ и ППТ;

параметры указанных пассивных многополюсников, представляемых проводимостями  $Y_{G,mk}=$

$=g_{G,mk} - jb_{G,mk}$ , где  $m, k=1, 2, \dots, n$  — индексы независимых узлов  $n$ -полюсников;

первичные параметры единицы длины КДЛ с участками длиной  $l_i$  между компенсирующими устройствами, где  $i=1, 3, \dots, N$ ;

емкости  $C_{i,i+1}$  продольной компенсации и индуктивности  $L_i$  и  $L_{i+1}$  шунтовых реакторов УПК, где  $i=2, 4, \dots, N-1$ ;

активные и реактивные мощности промежуточных с КДЛ отборов, представленные в виде постоянных мощностей  $P_i$  и  $Q_i$ , постоянных сопротивлений  $r_i$  и  $x_i$ , или в виде статических характеристик по напряжению  $P_i(U)$  и  $Q_i(U)$ , где  $i=2, 4, \dots, N-1$ ;

сопротивление ППТ постоянному току  $R$ , минимальные углы погасания инвертора  $\delta$  и запаздывания зажигания выпрямителя  $\alpha$ ;

диапазон регулирования напряжения и стандартные отпайки силовых трансформаторов преобразователей, проводимости шунтовых конденсаторных батарей ( $Y_1$  и  $Y_{N+1}$ ) преобразовательных подстанций;

активные мощности  $P_{G,\mu}$ , реактивные мощности  $Q_{G,\eta}$ , модули напряжений  $U_{G,\tau}$ , фазы напряжений  $\Phi_{G,\theta}$  режима соответственно  $\mu, \tau, \eta, \theta$  узлов двух ( $G=I, II$ ) энергосистем, кроме параметров режима начала и конца межсистемных передач; при этом принимается  $\mu \neq \theta, \eta \neq \tau$ .

Искомыми являются:

параметры  $P_{G,\theta}, Q_{G,\eta}, U_{G,\tau}, \Phi_{G,\eta}$  соответственно  $\theta, \eta, \tau, \mu$  узлов двух ( $G=I, II$ ) энергосистем, включая параметры режима начала и конца КДЛ и ППТ;

параметры установившегося режима внутренних узлов многополюсников  $G=I, II$ , определяемых без итерации, по результатам расчета режима их независимых узлов;

параметры  $P, Q, U, \psi$  в промежуточных узлах  $i=2, \dots, N$  КДЛ;

параметры режима во всех узлах ППТ, а также номера отпаек преобразовательных трансформаторов, обеспечивающих минимальные углы регулирования, действительный угол запаздывания зажигания и т. д.

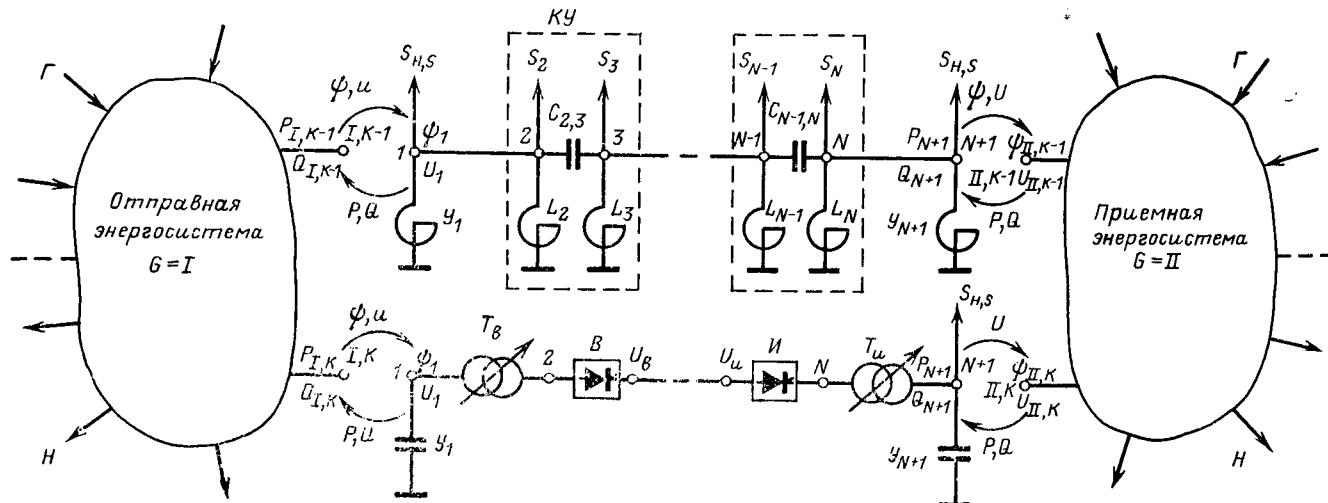


Рис. 1.

**Расчет установившегося режима отправной и приемной энергосистем**, представленных эквивалентными многополюсниками  $G$ , производится по уравнениям [Л. 6], которые могут быть записаны следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} P_{G,\theta} = P(\dots, \psi_{G,\mu}^{j-1}, \dots, U_{G,\tau}^{j-1}); \\ Q_{G,\eta} = Q(\dots, \psi_{G,\mu}^{j-1}, \dots, U_{G,\tau}^{j-1}); \\ \psi_{G,\mu}^j = \psi(\dots, \psi_{G,\mu}^{j-1}, \dots, Q_{G,\eta}^j, \dots, U_{G,\tau}^{j-1}); \\ U_{G,\tau}^j = U(\dots, \psi_{G,\mu}^{j-1}, \dots, U_{G,\tau}^{j-1}), \end{array} \right\} \quad (1)$$

где  $\mu, \theta, \eta, \tau = 1 \div n$ ,  $\mu \neq \theta, \eta \neq \tau$ ,  $G = I, II$ ,  $j$  — номер шага итерации.

Из записи (1) видно, что эти уравнения являются нелинейными и для их решения следует пользоваться методами последовательных приближений.

**Расчет установившегося режима КДЛ** производится в два приема: сначала определяются параметры этого режима на концах линии, затем режим в произвольной ее точке.

Для расчета режима на концах КДЛ используются нижеприведенные выражения, в которых  $U_i$ ,  $\psi_i$ ,  $P_{N+1}$ ,  $Q_{N+1}$  — параметры режима отправного (с индексом 1) и приемного (с индексом  $N+1$ ) концов КДЛ:

$$\left. \begin{array}{l} P_1 = \frac{U_1}{B} [AU_1 \cos(\psi_B - \psi_A) - U_{N+1} \cos(\psi_B + \Delta\psi_{1,N+1})]; \\ Q_1 = \frac{U_1}{B} [AU_1 \sin(\psi_B - \psi_A) - U_{N+1} \sin(\psi_B + \Delta\psi_{1,N+1})]; \\ \psi_{N+1} = \psi_1 - \Delta\psi_{1,N+1}; \\ U_{N+1} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 - \frac{P_{N+1}^2 + Q_{N+1}^2}{A^2} B^2}}, \end{array} \right\} \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{array}{l} \Delta\psi_{1,N+1} = \psi_B - \arccos \left\{ \left[ P_{N+1} + \frac{U_{N+1} A}{B} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos(\psi_B - \psi_A) \right] \frac{B}{U_1 U_{N+1}} \right\}; \\ a = \frac{Q_{N+1} B A \sin(\psi_B - \psi_A) - P_{N+1} B A \cos(\psi_A - \psi_B) + 0.5 U_1^2}{A^2}. \end{array} \right\}$$

Матрица параметров эквивалентного четырехполюсника с комплексными элементами  $Ae^{j\Phi_A}$ ,  $B e^{j\Phi_B}$ ,  $C e^{j\Phi_C}$ ,  $D e^{j\Phi_D}$  определяется как произведение матриц составных четырехполюсников:

$$[A] = \prod_{i=1}^N [A_i].$$

На втором этапе определяются параметры режима в промежуточных узлах  $i=2, \dots, N$  КДЛ с использованием матричных уравнений [Л. 3]:

$$\left. \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{U}_i \\ I_i \end{bmatrix} = [A_i] \begin{bmatrix} \dot{U}_{i+1} \\ I_{i+1} \end{bmatrix}; \\ P_i + jQ_i = \dot{U}_i \hat{I}_i. \end{array} \right\} \quad (3)$$

Матрица параметров составных четырехполюсников  $[A_i]$  имеет следующий вид:

для участков линии с распределенными параметрами

$$[A_i] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma l_i & \frac{Z}{R_i^2} \operatorname{sh} \gamma l_i \\ \frac{R_i}{Z} \operatorname{sh} \gamma l_i & \operatorname{ch} \gamma l_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 3, \dots, N, \quad (4)$$

где  $R_i$  — число цепей между КУ;  $Z, \gamma = f(r_0, x_0, g_0, b_0)$  — волновое сопротивление и коэффициент распространения, позволяющие математически строго учесть распределенность по длине линии ее активного ( $r_0$ ) и реактивного ( $x_0$ ) сопротивлений, активной ( $g_0$ ) и реактивной ( $b_0$ ) проводимостей на землю;

для обобщенного компенсирующего устройства согласно рис. 1

$$[A_i] = \begin{bmatrix} A_{11i} & A_{12i} \\ A_{21i} & A_{22i} \end{bmatrix}, \quad i = 2, 4, \dots, N-1, \quad (5)$$

где элементы такой матрицы равны:

$$A_{11i} = 1 - \frac{1}{\omega C_{i,i+1}} \left( \frac{1}{\omega L_{i+1}} + \frac{1}{x_{i+1}} \right) - j \frac{1}{\omega C_{i,i+1} r_{i+1}};$$

$$A_{12i} = -j \frac{1}{\omega C_{i,i+1}};$$

$$\begin{aligned} A_{21i} = & \frac{1}{r_i} + \frac{1}{r_{i+1}} - \frac{1}{\omega C_{i,i+1} r_i} \left( \frac{1}{\omega L_{i+1}} + \frac{1}{x_{i+1}} \right) - \\ & - \frac{1}{\omega C_{i,i+1} r_{i+1}} \left( \frac{1}{\omega L_i} + \frac{1}{x_i} \right) - j \left[ \frac{1}{\omega L_i} + \frac{1}{\omega L_{i+1}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{x_i} + \frac{1}{x_{i+1}} + \frac{1}{\omega C_{i,i+1} r_i r_{i+1}} - \frac{1}{\omega C_{i,i+1}} \left( \frac{1}{\omega L_i} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{r_i} \right) \left( \frac{1}{\omega L_{i+1}} + \frac{1}{x_{i+1}} \right) \right]; \end{aligned}$$

$$A_{22i} = 1 - \frac{1}{\omega C_{i,i+1}} \left( \frac{1}{\omega L_i} + \frac{1}{x_i} \right) - j \frac{1}{\omega C_{i,i+1} r_i},$$

здесь  $r_i = \frac{U_{2i}}{P_i}$  и  $x_i = \frac{U_{2i}}{Q_i}$  — параметры, учитываю-

щие отбор мощности, вычисляемые по заданным статическим характеристикам в каждом шаге итерации в соответствии с напряжением узла подключения нагрузки.

Если к промежуточному узлу КДЛ присоединен источник реактивной мощности (ИРМ), то в расчете используется мощность ИРМ  $Q_i < 0$ , при этом, очевидно, необходимо принять  $r_i = 0$ .

Если КДЛ не имеет промежуточных отборов мощности, заданных статическими характеристиками, то расчет на этом заканчивается. В противном случае по найденным на данном шаге расчета напряжениям в узлах подключения отборов уточняются их мощности в соответствии со статическими характеристиками, и расчет повторяется до достижения сходимости.

**Расчет режима ППТ** выполняется с учетом допущений, что переменный ток и напряжение на зажимах преобразователей синусоидальны. Этому во многом способствуют предусмотренные на преобразовательных подстанциях батареи статических конденсаторов, которые одновременно являются фильтрами для высших гармонических. Использо-

вание на линии сглаживающих реакторов позволяет принять, что выпрямленный ток идеально сглажен. Анализ проводится с учетом того, что на ППТ предусмотрена возможность медленного регулирования ее режима с помощью изменения отпаек преобразовательных трансформаторов на приемном и отправном концах, грубо обеспечивающих минимальные углы регулирования. Более точное регулирование режима передачи осуществляется работой инвертора по характеристике постоянства угла погасания и работой выпрямителя по характеристике постоянства тока. Представленная на рис. 1 схема ППТ является достаточно общей в смысле возможности учета различного числа последовательно соединенных пар мостов, числа полуцепей, учета статических источников реактивной мощности и т. д.

Исходя из минимального угла погасания  $\delta$ , поддерживаемого неизменным системой регулирования, итерационным способом вычисляется угол коммутации инвертора [Л. 1 и 2]:

$$\gamma_u = [\cos(2\delta + \gamma_u) - \operatorname{tg} \varphi \sin(2\delta + \gamma_u)] \sin \gamma_u, \quad (6)$$

где  $\operatorname{tg} \varphi$  — коэффициент мощности на зажимах инвертора:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q_{N+1}}{P_{N+1}} < 0,$$

причем, активная ( $P_{N+1}$ ) и реактивная ( $Q_{N+1}$ ) мощности приемного конца ППТ определяются на основе расчета установившегося режима приемной энергосистемы  $G=I$  с учетом соответствующих уравнений связи. Определяется напряжение схемной обмотки трансформатора инвертора:

$$U_N = \sqrt{\frac{2\pi x_{\gamma u} P_N}{3 \sin(2\delta + \gamma_u) \sin \gamma_u}}, \quad (7)$$

где  $x_{\gamma u}$  — индуктивность коммутации инвертора.

Затем последовательно вычисляются выпрямленные ток  $I_d$ , напряжения инвертора  $U_u$  и выпрямителя  $U_v$ :

$$I_d = \frac{U_N}{\sqrt{2} x_{\gamma u}} [\cos \delta - \cos(\delta + \gamma_u)]; \quad (8)$$

$$U_u = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_N \cos \delta - \frac{3}{\pi} x_{\gamma u} I_d; \quad (9)$$

$$U_v = U_u + I_d R, \quad (10)$$

где  $R = r_0 l$  — активное сопротивление линии ППТ.

Исходя из минимального угла запаздывания зажигания  $\alpha$ , определяется напряжение схемной обмотки трансформатора выпрямителя:

$$U_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{2} \cos \alpha} \left( U_v + \frac{3}{\pi} x_{\gamma v} I_d \right), \quad (11)$$

где  $x_{\gamma v}$  — индуктивность коммутации выпрямителя.

Напряжения ( $U_N$ ,  $U_2$ ) схемных обмоток трансформаторов преобразовательных подстанций и найденные из расчета установившегося режима многополюсников  $G=I$ ,  $II$  напряжения их сетевых обмоток ( $U_{N+1}$ ,  $U_1$ ) позволяют вычислить коэффициенты трансформации, обеспечивающие минимальные углы регулирования, а по ним выбрать их действительные коэффициенты трансформации,

исходя из заданного диапазона регулирования напряжения и стандартных ответвлений. Уточненное значение напряжения сетевой обмотки трансформатора инвертора используется для расчета установившегося режима  $G=I$  на последующем цикле расчета, а тот же параметр режима трансформатора выпрямителя ( $U_{2p}$ ) позволяет вычислить расчетное значение угла запаздывания зажигания  $\alpha_p$  выпрямителя:

$$\cos \alpha_p = \frac{\pi}{3\sqrt{2} U_{2p}} \left( U_v + \frac{3}{\pi} x_{\gamma v} I_d \right), \quad (12)$$

а затем и угол коммутации выпрямителя

$$\gamma_v = \arccos \left( \cos \alpha_p - \frac{\sqrt{2} x_{\gamma v} I_d}{U_{2p}} \right) - \alpha_p. \quad (13)$$

Далее вычисляются активная и реактивная мощности на входе выпрямителя

$$P_2 = \frac{3U_{2p}}{2\pi x_{\gamma v}} \sin(2\alpha_p + \gamma_v) \sin \gamma_v; \quad (14)$$

$$Q_2 = \frac{3U_{2p}}{2\pi x_{\gamma v}} [\gamma_v - \cos(2\alpha_p + \gamma_v) \sin \gamma_v], \quad (15)$$

которые с учетом потерь мощности в трансформаторе выпрямителя и с учетом наложения нижеприведенных уравнений связи используются в качестве исходных для расчета установившегося режима отправной энергосистемы  $G=I$  на последующем цикле расчета.

**Уравнения связи межсистемных КДЛ и ППТ с многополюсниками  $G=I$ ,  $II$ .** Так как в уравнениях многополюсников нагрузки учитываются как эквивалентные генераторы, т. е. мощности нагрузок берутся с отрицательными знаками, а в уравнениях ВЛ сохраняются знаки мощностей, то условия связи межсистемных передач переменного и постоянного тока с отправным и приемным многополюсниками соответственно будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \psi_{I,s} &= \psi_{1,s}, \quad P_{I,s} = P_{h,s} - P_{1,s}; \\ U_{I,s} &= U_{1,s}, \quad Q_{I,s} = Q_{h,s} - Q_{1,s} + U_{I,s}^2 Y_{1,s}; \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \psi_{II,s} &= \psi_{N+1,s}, \quad P_{II,s} = P_{N+1,s} - P_{h,s}; \\ U_{II,s} &= U_{N+1,s}, \quad Q_{II,s} = Q_{N+1,s} - Q_{h,s} + U_{II,s}^2 Y_{N+1,s}; \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (17)$$

где  $P_{h,s}$ ,  $Q_{h,s}$  — мощности нагрузок в узлах связи  $s$ ;  $Y_1$ ,  $Y_{N+1}$  — проводимости концевых шунтовых реакторов КДЛ ( $Y < 0$ ) или проводимости батарей статических конденсаторов ППТ ( $Y > 0$ );  $1$ ,  $N+1$  — индексы отправного и приемного узлов межсистемных ВЛ.

**Алгоритм расчета**, сводящийся к совместному решению записанных выше уравнений может быть проиллюстрирован представленной на рис. 2 блок-схемой расчета.

Предложенный алгоритм включает в себя схему внутренней и внешней итераций. Схема внутренней итерации применяется для решения уравнений многополюсников (1), записанных для отправной ( $G=I$ ) и приемной ( $G=II$ ) энергосистем. Расчет осуществляется методом последовательных приближений по принципу Зейделя. Причем для узлов связи многополюсников  $G=I$ ,  $II$  с межсистемными ВЛ используются система параметров режима, показанная на рис. 1. В качестве начальных приближений для активных  $P_{I,s}$  и реактивных  $Q_{I,s}$  мощностей узлов связи отправной энергосистемы  $G=I$ , а также модулей  $U_{II,s}$  и фаз  $\psi_{II,s}$  напряжений приемной энергосистемы  $G=II$  принимаются некоторые предполагаемые их зна-

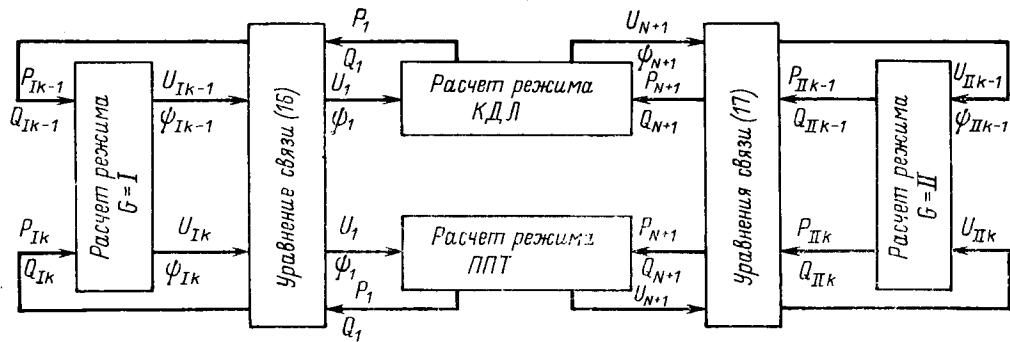


Рис. 2.

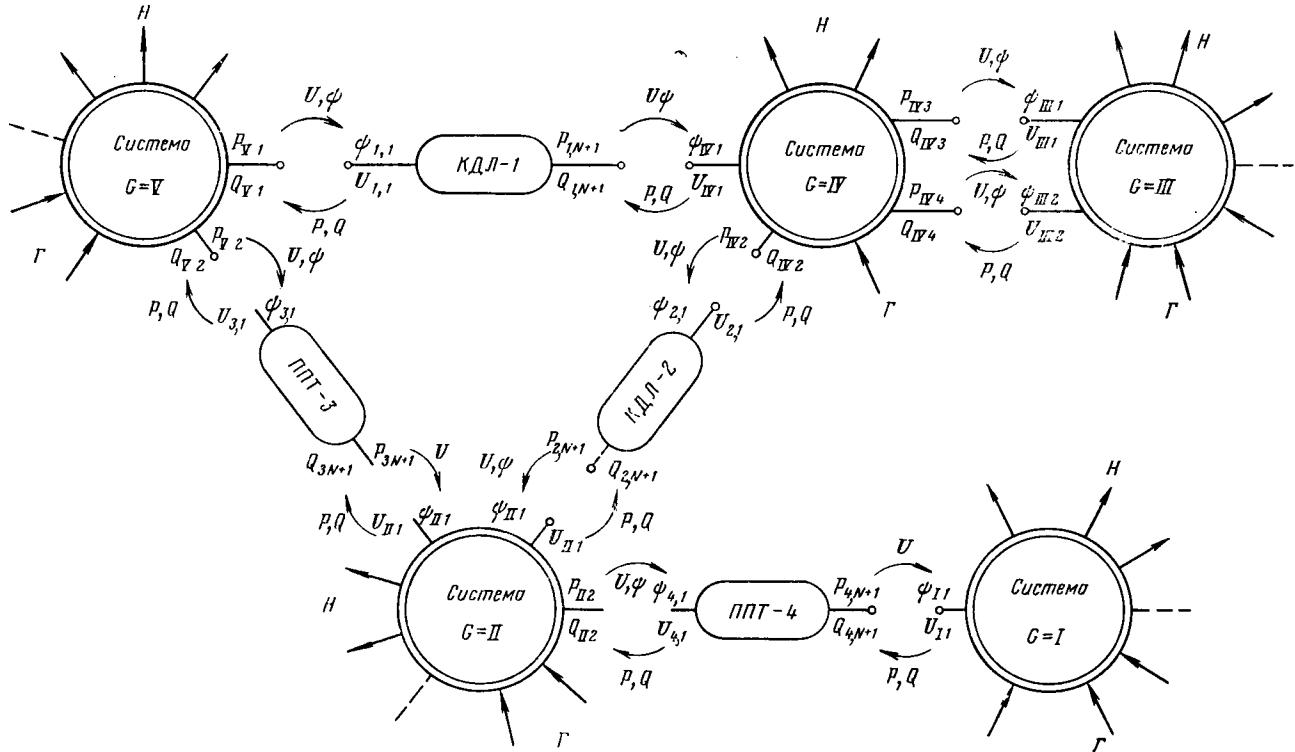


Рис. 3.

чения. В качестве исходных могут быть приняты также нулевые начальные приближения, однако при этом необходимо учесть, что нормальная работа преобразовательных подстанций может быть обеспечена при потреблении ими реактивной мощности, составляющей 50–60% преобразуемой активной мощности.

В общем случае один из независимых узлов системы  $G=I$  принимается за независимый узел баланса, в котором задаются величины  $U_b$  и  $\psi_b$ . В системе  $G=II$  балансирующие узлы, которые совпадают с узлами связи, являются зависимыми, модули и фазы их напряжений согласовываются в процессе расчета с величинами  $U_b$  и  $\psi_b$ . В частном случае, если две системы связаны лишь передачей постоянного тока, без шунтирующих связей по переменному току, то вследствие развязки по частоте такое согласование по фазе не требуется. В этом случае фаза  $\psi_{II,b} = \text{const}$  и ей может быть присвоено произвольное значение.

Полученные в результате расчета установившегося режима многополюсников  $G=I$ ,  $II$  параметры узлов связи с учетом уравнений связи (16) и (17) используются в качестве исходных для расчета режима межсистемных передач (рис. 2), после чего и завершается первый внешний цикл расчета. В результате расчета установившегося режима КДЛ и ППТ по вышеописанной методике определяются параметры режима начала и конца этих передач, которые с учетом уравнений связи также используются в качестве исходных для расчета установившегося режима многополюсников  $G=I$ ,  $II$  уже во

втором цикле итерации и т. д. Со второго цикла в расчет вводится коэффициент ускорения  $\beta=0,5$  по всем участвующим во внешней итерации параметрам режима. Сходимость итерации проверяется по достижению заданного небаланса во всех независимых узлах, после чего по искомым комплексным напряжениям независимых узлов многополюсников  $G=I$ ,  $II$  без итерации определяются параметры режима их внутренних узлов.

Путем рекуррентного использования приведенных выше соотношений по предлагаемой методике можно анализировать установившийся режим нескольких энергосистем, связанных произвольным образом группой протяженных ВЛ переменного и постоянного тока (рис. 3). Используемые параметры режима узлов связи отдельных систем  $G=I$ ,  $II$ ,  $III$ , ... и межсистемных ВЛ, а также параметры режима, участвующие во взаимном согласовании этих расчетов, схематически показаны на рис. 3.

**Программа расчета.** По предлагаемому алгоритму расчета составлена программа для ЦВМ семейства «Наира», позволяющая на наиболее мощной из этой серии анализировать установившийся режим энергообъединения, включающего компенсированную ВЛ и передачу постоянного тока при общем числе станций и подстанций — до 300.

Выполненные по этой программе практические расчеты показывают стабильную сходимость итерации к искомому решению за 12–15 циклов при заданном небалансе мощности в узлах в 0,5 МВ·А. В частных случаях решения задачи, ког-

да модули напряжений в отдельных узлах связи принимаются неизменными, расчет сходится значительно быстрее.

В программе расчета предусматривается (по ключу) возможность изменения заданными ступенями емкости конденсаторных батарей для выбора мощности последних в случае невозможности обеспечить минимальные углы регулирования изменением коэффициентов трансформации трансформаторов преобразователей. Опыт эксплуатации программы показал, что представление компенсирующего устройства в виде обобщенной матрицы (5) позволяет при соответствующем задании исходных данных легко и гибко воспроизводить те или иные реальные схемы КДЛ. Для исследования экономичности работы необходимо дополнительно учесть потери активной мощности в реакторах и конденсаторах продольной компенсации. Такой учет может производиться вводом в матрицу (5) соответствующих активных сопротивлений реакторов и конденсаторов.

**Результаты исследований.** Разработанная программа позволила на конкретных примерах проверить эффективность предлагаемых схем расчета, целесообразность используемого математического аппарата, апробировать различные схемы итерации и т. д. Программа была использована также для исследования влияния наличия КДЛ и ППТ на общую сходимость итерационного метода расчета установившегося режима энергосистем переменного тока. Для получения качественных характеристик влияние КДЛ и ППТ на сходимость расчета исследовалось независимо.

Как показывают расчеты, выполненные по типовым программам потокораспределения [Л. 6 и 7], трудность обеспечения сходимости итерации по методу Зейделя при анализе установившегося режима систем, в которых протяженные ВЛ с УПК представляются в виде цепных схем замещения с сосредоточенными параметрами  $r$ ,  $L$ ,  $C$  во многом связана со специфическими схемными особенностями протяженных ВЛ переменного тока.

Использование предлагаемой методики, основанной на выделении КДЛ из состава системы, и расчет режима системы без использования метода последовательных приближений, позволяют нейтрализовать схемные особенности протяженных ВЛ и тем самым значительно улучшить общую сходимость итерации по методу Зейделя.

Задание промежуточных с КДЛ отборов мощности статическими характеристиками несколько увеличивает время расчета установившегося режима системы, хотя сходимость итерации по-прежнему остается стабильной.

При замене КДЛ передачей постоянного тока характер сходимости расчета в целом меняется мало, хотя заметно некоторое замедление сходимости. Основная причина этого, как показывают экспериментальные исследования, заключается в наличии на преобразовательных подстанциях батарей статических конденсаторов достаточно большой мощности и в учете автоматического переключения отпаек преобразовательных трансформаторов.

Выполненные расчеты показывают, что предложение о постоянстве активных и реактивных мощностей ППТ, принимаемых обычно в расчетах установившихся режимов энергосистем, в общем случае (когда напряжения по концам ППТ жестко не фиксируются) приводит к значительному искажению результатов анализа. Причина такого рас-

хождения заключается в том, что напряжения в узлах 1 и  $N+1$  ППТ являются величинами не исходными (достоверность их знания в общем случае грубо определяется регулировочным диапазоном преобразовательных трансформаторов), а искаженными. Номера отпаек преобразовательных трансформаторов, автоматическим изменением которых обеспечивается грубое регулирование режима ППТ по заданному закону, и, следовательно, искаженные напряжения могут быть найдены лишь в результате совместного решения уравнений состояния примыкающих энергосистем с полными уравнениями ППТ, с учетом действительных углов регулирования и коммутации преобразовательных подстанций, величины которых также зависят от приложенного напряжения.

Улучшенную сходимость итерации по методу Зейделя в предлагаемой методике расчета обеспечивает представление систем  $G=I$ , II эквивалентными многополюсниками. Указанный эффект достигается за счет исключения всех внутренних узлов, что приводит, прежде всего, к лучшей заполненности эквивалентных матриц проводимостей и, кроме того, к уменьшению числа узлов (следовательно, и числа совместно решаемых уравнений), участвующих в итерации.

Выполненные примеры расчетов позволяют рекомендовать использование коэффициента ускорения  $\beta=0.5$  для вычисления улучшенных параметров режима узлов связи, участвующих во взаимном обмене информацией между системами  $G=I$ , II и межсистемными ВЛ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические системы. Передача энергии переменным и постоянным током высокого напряжения. Под ред. В. А. Веникова, 1972, т. III. 368 с.
2. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. М., «Энергия», 1973. 303 с.
3. Алонц Г. Т., Арутюнян С. Г. К расчету установившегося режима компенсированной линии электропередачи. — «Электричество», 1972, с. 73—95.
4. Uhmann E. Передача электроэнергии током высокого напряжения. ЭИ, серия ЭСТ, 1966, вып. 28, с. 12—19.
5. Peterson H. A., Reitan D. K., Phadke A. G. Параллельная работа электропередач переменного и постоянного тока. ЭИ, серия ЭСТ, 1965, вып. 20, с. 15—21.
6. Алонц Г. Т. Алгоритм расчета установившегося режима энергосистемы с учетом нелинейных характеристик генераторов и нагрузок. — «Электричество», 1970, № 2, с. 10—14.
7. Качанова Н. А. Расчет установившегося режима сложных энергосистем при помощи цифровых вычислительных машин. — В кн.: Вопросы применения вычислительной техники в энергетических системах. Изд. АН УССР, 1962, с. 26—44.
8. Analytical research for power system containing D. C. transmission links. — «Direct Current», 1963, vol. 8, № 5, p. 130—136. Авт.: Yamada Tasaburo, Hidaka Kazuhiko, Horigome Takashi, Ito Noboru.
9. Podmore R., Undrill J. M. Modified nodal iterative load flow algorithm to handle series capacitive branches. — «Power Apparatus and Systems», 1973, July/August, p. 1379—1387.
10. Breuer G. D., Luini J. F., Young C. C. Studies of large ac/dc systems on the digital computer. — «IEEE Trans. on Power Appar. and Syst.», 1966, vol. 85, № 11, p. 1114—1116.
11. Hingorani N. G., Nountford J. D. Simulation of h.v.d.c. systems in a. c. load-flow analysis by digital computers. — «Proc. Instn. Electr. Engrs.», 1966, vol. 113, № 9, p. 1541—1546.
12. Sato H., Arillaga J. Improved load-flow techniques for integrated ac/dc systems. — «Proc. Instn. Electr. Engrs.», 1969, vol. 116, p. 525—532.

[28.2.1975]

# Переходный процесс в трансформаторе постоянного тока

Кандидаты техн. наук ЧЕРНИКОВ Г. Б., ЕВЛИКОВ А. А., инж. БОЛДЫРЕВ В. Т.

ВЭИ им. В. И. Ленина

В схемах защит и регулирования мощных выпрямительно-инверторных преобразователей в качестве датчиков постоянного тока применяются трансформаторы постоянного тока (ТПТ) (рис. 1). Вопросам выбора параметров, расчета конструкции, исследованию процессов в ТПТ посвящено большое число работ [например, Л. 1—5]. Между тем инженерные методы их расчета, особенно касающиеся переходных процессов, пока еще не разработаны. Это вызывает затруднения как на стадии разработки новых вторичных устройств, так и в процессе их эксплуатации.

Переходный процесс в ТПТ возникает при любых изменениях первичного тока и питающего напряжения. Качественные особенности этих переходных режимов отмечены в [Л. 2—4]. В [Л. 2] приведены осциллограммы переходного процесса ТПТ при возникновении первичного тока, в [Л. 4] графоаналитическим методом построен вторичный ток для режима включения питающего напряжения. Однако в этих работах отсутствуют анализ, вывод количественных соотношений для расчета этого переходного процесса, не дается оценка его влияния на поведение вторичных устройств. В данной статье рассматриваются эти вопросы.

В установившемся режиме работы ТПТ каждому значению  $A = \frac{I'_d r_h}{U_m}$  однозначно соответствует определенный момент коммутации сердечников ( $\theta_0$  на рис. 1,б). Последний равен:

$$\theta_0 = \arccos \frac{\pi}{2} \frac{I'_d r_h}{U_m} = \arccos \frac{\pi}{2} A. \quad (1)$$

Здесь  $I'_d = I_d \frac{\omega_1}{\omega_2}$  — приведенный ко вторичной обмотке первичный ток ТПТ;  $U_m$  — амплитудное значение питающего напряжения;  $r_h$  — вторичная нагрузка ТПТ.

Циклы перемагничивания для каждого сердечника с указанием соответствующих вольт-секундных площадей, характеризующих работу ТПТ в этом режиме, представлены на рис. 1,в. В диапазоне  $\theta_1$ — $\theta_2$  изображающая точка на характеристике намагничивания ненасыщенного сердечника перемещается от точки 1 к точке 2. Момент времени  $\theta_1$ , при котором падение напряжения в нагрузке ( $I'_d r_h$ ) становится равным мгновенному значению напряжения питания, определяет точку поворота цикла перемагничивания (точка 2). В диапазоне  $\theta_1$ — $\theta_2$  изображающая точка перемещается в обратном направлении. В момент времени  $\theta_2$ , когда площади  $S_1$  и  $S_2$  станут равными, данный сердечник насыщается, вступает в работу второй сердечник, вторичный ток меняет полярность (происходит коммутация вторичного тока). При изменениях первичного тока во вторичной цепи ТПТ возникает переходный режим, особенностью которого является различная длительность полуволн тока и наличие вследствие этого во вторичном токе постоянной составляющей.

Нагрузка ТПТ обычно включается через промежуточные трансформаторы тока (ПТТ) (рис. 1,а), устанавливаемые во вторичной цепи ТПТ (иногда устанавливается даже несколько каскадов). Наличие во вторичном токе ТПТ постоянной составляющей вызывает насыщение сердечника ПТТ, что, как известно, приводит к увеличению вносимых последними искажений формы тока и погрешностей. Поэтому для оценки поведения вторичных устройств необходимо определить условия возникновения переходного режима, наихудшего с точки зрения работы ПТТ. В данном случае это будет переходный процесс с наибольшей длительностью. Необходимыми и достаточными условиями возникновения наиболее длительного переходного режима ТПТ являются:

совпадение момента возникновения вторичного тока с переходом напряжения питания через нуль. В этом случае (рис. 2,а) площадь  $S_1$  и равная ей  $S_2$  имеют наибольшую величину, что определяет наибольшую длительность первого блока тока и наименьшую второго;

магнитное состояние обоих сердечников в момент возникновения первичного тока должно определяться значением индукции насыщения ( $B_s$ ); в противном случае перемагничивание работающего сердечника ТПТ в первом полупериоде происходит по неполному циклу, а коммутации сердечников в дальнейшем будут происходить в моменты, близкие соответствующим в установившемся режиме.

Рассмотрим условия возникновения переходного процесса в ТПТ при появлении первичного тока, когда напряжение питания имеется (холостой ход ТПТ). Особенностью перемагничивания ТПТ, находящихся в эксплуатации, является смещение центра симметрии на холостом ходу частного цикла перемагничивания относительно начала координат. Это объясняется тем, что после предшествующего режиму холостого хода отключения первичного тока центр симметрии цикла перемагничивания перемещается из области насыщения к началу координат, но устанавливается относительно его асимметрично (явление магнитной аккомодации [Л. 6]). При этом одна из вершин циклов перемагничивания

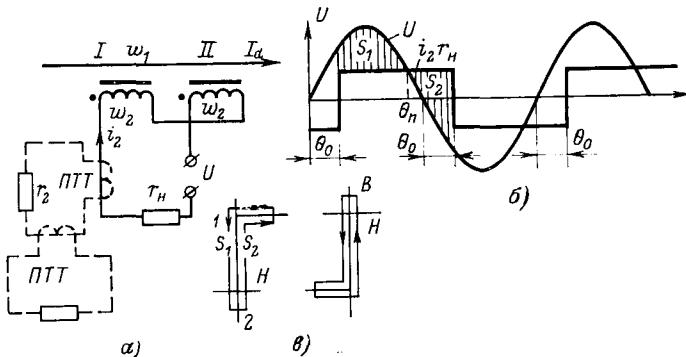


Рис. 1.

сердечников ТПТ имеет значение индукции, близкое к индукции насыщения ( $B_s$ ).

На холостом ходу ТПТ напряжение питания делится между сердечниками. Кривая индукции сдвинута относительно кривой напряжения на угол  $\pi/2$  и в момент перехода напряжения через нуль имеет амплитудное значение. Указанное означает, что если у одного из сердечников в этот момент она имеет значение, близкое к  $B_s$ , то у другого находится в точке поворота. Таким образом, в рассматриваемом режиме при выполнении первого условия возникновения длительного переходного процесса второе условие не соблюдается. Выполнение указанных условий может иметь место в случае включения питающего напряжения при наличии первичного тока ТПТ.

Такой режим в эксплуатации может возникнуть при восстановлении напряжения после отключения короткого замыкания в системе переменного тока, в цикле АПВ или АВР собственных нужд преобразователя. Этот случай принят в качестве расчетного.

При анализе изменением вторичного тока в диапазоне  $0-\theta_1$  (рис. 2,а) можно пренебречь и считать, что в момент  $\theta_1=\arcsin A$ , он меняется скачкообразно. На количественных результатах расчета моментов коммутации переходного процесса ТПТ это допущение никак не отразится, поскольку соотношение вольт-секундных площадей от этого не зависит. В случае необходимости вторичный ток легко учесть.

При принятых выше допущениях электромагнитные процессы в одном сердечнике ТПТ в интервале времени его перемагничивания описываются уравнением:

$$\omega \frac{d\psi}{d\theta} = U_m \sin \theta - I' d r_n, \quad (2)$$

где  $\psi$  — потокосцепление вторичной обмотки одного сердечника ТПТ;  $\omega$  — круговая частота питающего напряжения;  $\theta=\omega t$ .

Электромагнитные процессы в другом сердечнике ТПТ описываются уравнением, аналогичным (2) с соответствующим переносом начала отсчета времени.

Моменты коммутации вторичного тока ТПТ в течение переходного процесса можно найти путем интегрирования (2), исходя из условия замкнутости частных циклов перемагничивания обоих сердечников, что эквивалентно равенству площадей (рис. 2,а):  $S_1$  и  $S_2$ ,  $S_3$  и  $S_4$  и т. д. Например, момент  $\theta_2$  (рис. 2,а) определяется из уравнений:

$$A\theta_2 + \cos \theta_2 = A\theta_1 + \cos \theta_1.$$

Момент  $\theta_3$  находится из решения уравнения (2) для второго сердечника ТПТ. С учетом переноса начала координат его решение имеет вид:

$$A(\theta_3 - \pi) + \cos(\theta_3 - \pi) = A(\theta_2 - \pi) + \cos(\theta_2 - \pi).$$

В общем виде  $\theta_n$  находится из выражения:

$$A[\theta_n - (n-2)\pi] + \cos[\theta_n - (n-2)\pi] = A[\theta_{n-1} - (n-2)\pi] + \cos[\theta_{n-1} - (n-2)\pi]. \quad (3)$$

Здесь индекс  $n$  обозначает порядковый номер коммутации вторичного тока ( $n=2, 3, 4 \dots$ ).

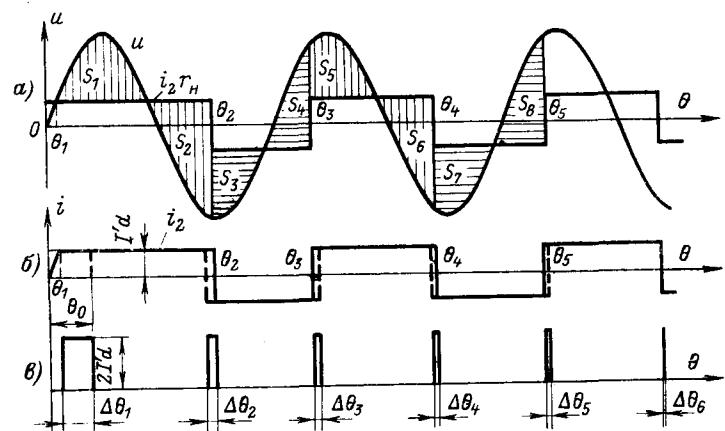


Рис. 2.

Уравнение (3) является трансцендентным и может быть решено только приближенно. Если моменты коммутации сердечника ТПТ известны, то можно считать, что переходный вторичный ток определен (рис. 2,б).

Общепринято при анализе переходный режим представлять в виде наложения двух режимов: установившегося и свободного. Последняя составляющая определяется как разность переходного и установившегося режимов. Поступая аналогично в рассматриваемом случае, вторичный переходный ток можно разложить: на установившийся ток (пунктир на рис. 2,б) с моментом коммутации, определяемым (1), и на ток, состоящий из односторонних затухающих по ширине импульсов (рис. 2,в), который для краткости будем называть затухающей импульсной составляющей.

Затухающая импульсная составляющая представляет собой пакет односторонних прямоугольных импульсов тока одинаковой амплитуды, равной  $2I'_d$ . Ширина импульсов в течение переходного процесса уменьшается и определяется:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\theta_1 &= \theta_0 - \theta_1; \\ \Delta\theta_2 &= \theta_0 + \pi - \theta_2; \\ \dots &\dots \\ \Delta\theta_n &= \theta_0 + (n-1)\pi - \theta_n, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$  — моменты коммутации вторичного тока, полученные из (3).

Зная ширину импульсов (4) и уравнение вторичного тока в установившемся режиме, нетрудно получить уравнение переходного тока ТПТ.

С помощью единичных функций можно записать уравнение установившегося тока для  $k$ -го периода:

$$i_{2y(k)} = I'_d(1_0\{\theta - [\theta_0 + 2(k-1)\pi]\} - 21_0\{\theta - [\theta_0 + (2k-1)\pi]\} + 1_0\{\theta - [\theta_0 + 2k\pi]\}). \quad (5)$$

Здесь  $k$  — порядковый номер периода.

С учетом (4) и (5) при тех же обозначениях уравнение переходного тока имеет вид:

$$i_{2n(k)} = I'_d(1_0\{\theta - [\theta_0 + 2(k-1)\pi - \Delta\theta_{2k-1}]\} - 21_0\{\theta - [\theta_0 + (2k-1)\pi - \Delta\theta_{2k}]\} + 1_0\{\theta - [\theta_0 + 2k\pi - \Delta\theta_{2k+1}]\}). \quad (6)$$

Характер расчетного переходного режима зависит только от величины  $A$ . Этим же параметром однозначно определяется установившийся режим ТПТ и затухающая импульсная составляющая. При известном установившемся режиме задача расчета переходного режима ТПТ сводится к определению ширины импульсов ( $\Delta\theta_n$ ) затухающей импульсной составляющей. Решение уравнений (4) представлено на рис. 3 в виде обобщенных кривых  $\Delta\theta_n = f(A)$ , охватывающих весь практически используемый диапазон работы ТПТ ( $A = 0,05 + 0,535$ ). По этим кривым и уравнению (6) можно рассчитать переходный процесс ТПТ.

Как отмечалось выше, вторичные устройства обычно подключаются к ТПТ через промежуточные ТТ. Увеличение погрешностей ПТТ, обусловленное наличием в переходном вторичном токе ТПТ постоянной составляющей, нарушает нормальную работу вторичных устройств. В частности, это может вызвать ложную работу дифференциальной защиты преобразовательного моста.

Оценка влияния переходного режима ТПТ на поведение вторичных устройств сводится к анализу ПТТ в этих условиях. Наиболее целесообразным методом оценки работы ТТ с точки зрения простоты и применимости результатов в инженерной практике является метод ПХН [Л. 7 и 8]. Данный метод предполагает, что при ненасыщенном сердечнике ТТ работает «идеально», а при его насыщении трансформация во вторичную цепь отсутствует. Если среднее за период значение первичного тока равно нулю, то при правильно выбранных параметрах и нагрузке ТТ работает на вертикаль-

ном участке характеристики намагничивания. При появлении в первичном токе постоянной составляющей происходит нарастание индукции сердечника, что может вызвать насыщение ТТ.

Для нормальной работы ТТ в качестве промежуточного в схеме ТПТ необходимо, чтобы в течение переходного режима насыщение его сердечника не происходило. Как известно, при чисто активной нагрузке уравнение, описывающее процессы в ТТ, имеет вид:

$$\omega \frac{d\psi_{t,t}}{d\theta} = i_2 r_2, \quad (7)$$

где  $\psi_{t,t}$  — потокосцепление вторичной обмотки ТТ, равное  $\psi_{t,t} = B_{t,t} S_{t,t} \omega_{2t,t}$ ;  $i_2 = i_1 \frac{\omega_{1t,t}}{\omega_{2t,t}}$  — вторичный ток ТТ;  $\omega_{1t,t}$ ,  $\omega_{2t,t}$  — число первичных и вторичных витков ТТ соответственно;  $S_{t,t}$  — сечение сердечника ТТ;  $B_{t,t}$  — индукция сердечника ТТ.

Из-за наличия в переходном токе ТПТ, являющемся первичным током промежуточного ТТ, постоянной составляющей каждый период будет иметь место приращение индукции. Для нахождения граничного условия отсутствия насыщения ПТТ в течение переходного процесса ТПТ можно считать, что в первичной обмотке ПТТ имеется не дискретная импульсная постоянная составляющая, а интегральная, равная  $i_1 = I'_a$  с длительностью  $\Delta\theta_2$ , равной суммарной длительности всех импульсов за время переходного процесса.

Определим интегральную длительность  $\Delta\theta_2$  постоянной составляющей переходного тока ТПТ. В течение каждого периода (рис. 2, а) длительность по-

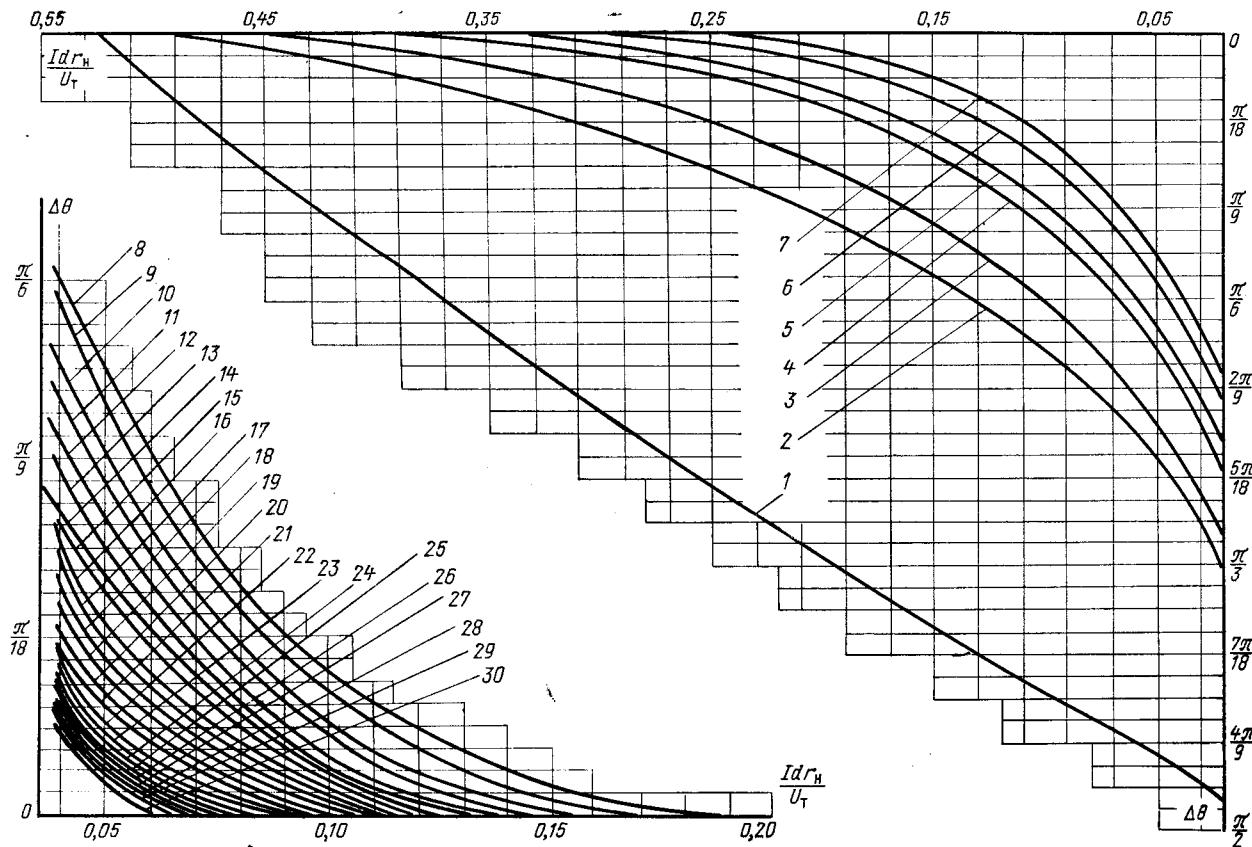


Рис. 3.

стоянной составляющей равна:

$$\begin{aligned}\Delta\theta_{01} &= (-\theta_1 + \theta_2) + (\theta_2 - \theta_3); \\ \Delta\theta_{02} &= (-\theta_3 + \theta_4) + (\theta_4 - \theta_5); \\ &\dots \\ \Delta\theta_{0k} &= (-\theta_{2k-1} + \theta_{2k}) + (\theta_{2k} - \theta_{2k+1}).\end{aligned}$$

Здесь в скобки взята длительность полуволны вторичного тока ТПТ, которая определяется из (3). Тогда

$$\begin{aligned}\Delta\theta_{01} &= \frac{1}{A} [(\cos\theta_1 - \cos\theta_2) + (\cos\theta_2 - \cos\theta_3)] = \\ &= \frac{1}{A} (\cos\theta_1 - \cos\theta_3); \\ \Delta\theta_{02} &= \frac{1}{A} [(\cos\theta_3 - \cos\theta_4) + (\cos\theta_4 - \cos\theta_5)] = \\ &= \frac{1}{A} (\cos\theta_3 - \cos\theta_5); \\ &\dots \\ \Delta\theta_{0k} &= \frac{1}{A} [(\cos\theta_{2k-1} - \cos\theta_{2k}) + (\cos\theta_{2k} - \\ &- \cos\theta_{2k+1})] = \frac{1}{A} (\cos\theta_{2k-1} - \cos\theta_{2k+1}).\end{aligned}$$

Суммируя полученные выражения, получим:

$$\begin{aligned}\Delta\theta_\Sigma &= \frac{1}{A} \sum_{k=1}^m (\cos\theta_{2k-1} - \cos\theta_{2k+1}) = \\ &= \frac{1}{A} (\cos\theta_1 - \cos\theta_{2m+1}).\end{aligned}\quad (8)$$

Здесь  $m$  — порядковый номер периода, в котором переходный процесс ТПТ заканчивается; момент окончания этого периода  $\theta_{2m+1}$  соответствует моменту коммутации вторичного тока последующего периода установившегося режима, который равен (1):

$$\theta_{2m+1} = 2(m+1)\pi + \theta_0 = 2(m+1)\pi + \arccos \frac{\pi}{2} A.$$

Тогда (8) с учетом  $\theta_1 = \arcsin A$  имеет вид:

$$\Delta\theta_\Sigma = \frac{1}{A} \left( \sqrt{1-A^2} - \frac{\pi}{2} A \right) = \frac{\sqrt{1-A^2}}{A} - \frac{\pi}{2}. \quad (9)$$

Для практических расчетов можно принять  $\theta_1 = 0$  (рис. 2, а). В этом случае интегральная длительность постоянной составляющей может быть вычислена по упрощенной формуле:

$$\Delta\theta_\Sigma = \frac{1}{A} - \frac{\pi}{2}. \quad (10)$$

Подчеркнем, что все изложенные выше результаты получены для случая «идеальной» передачи первичного тока ТПТ, т. е. для  $A = (0-0,535)$  [Л. 1].

Следует заметить, что интегральная длительность постоянной составляющей переходного процесса ТПТ может быть получена также путем суммирования длительностей импульсов (4) затухающей импульсной составляющей (рис. 3, б). Однако получающаяся таким путем результирующая длительность имеет значение в 2 раза меньшее, чем вычисленная по (9) и (10). Это объясняется тем, что ее величина по току имеет в 2 раза большее значение.

3\*

Границное условие отсутствия насыщения сердечника ПТТ найдем для наиболее неблагоприятного случая, когда остаточная индукция сердечника ПТТ имеет предельное значение ( $B_r$ ) и знак постоянной составляющей вызывает движение изображающей точки на характеристике намагничивания в сторону насыщения.

С учетом этого в результате решения (7) получим условие отсутствия насыщения в виде:

$$\omega(B_s - B_r)S_{t.t}w_{2t.t} > I' d r_2 \frac{w_{1t.t}}{w_{2t.t}} \Delta\theta_\Sigma.$$

Или, приняв во внимание (10)

$$\omega(B_s - B_r)S_{t.t}w_{2t.t} > I' d r_2 \frac{w_{1t.t}}{w_{2t.t}} \left( \frac{1}{A} - \frac{\pi}{2} \right). \quad (11)$$

По (11) производится выбор параметров промежуточных ТТ и осуществляется расчет допустимой вторичной нагрузки.

В случае каскадного включения промежуточных ТТ необходимо вначале произвести расчет для первого каскада, принимая работу второго каскада «идеальной». Понятно, что сопротивление нагрузки второго каскада должно быть при этом приведено к числу витков первого каскада. Если условие (11) для первого каскада выполняется, то необходимо произвести расчет второго каскада, принимая трансформацию первого каскада «идеальной».

**Выводы.** 1. При изменении первичного тока или питающего напряжения ТПТ во вторичной цепи его имеет место переходный процесс, характеризующийся наличием односторонней составляющей во вторичном токе. Расчетным переходным процессом ТПТ является режим включения питающего напряжения при наличии первичного тока. Длительность переходного процесса определяется величиной  $A = \frac{I' d r_2}{U_m}$ .

2. Переходный процесс ТПТ можно представить в виде установившегося тока и тока, состоящего из односторонних затухающих по ширине импульсов.

3. Наличие в переходном токе постоянной составляющей может привести к насыщению промежуточных ТТ, устанавливаемых во вторичной цепи ТПТ. Предложенная методика позволяет давать оценку работе и выбирать параметры промежуточных трансформаторов тока.

**Приложение.** К выводу формулы (8). Запишем из (4) уравнения для определения моментов коммутации:

$$\begin{aligned}A\theta_1 + \cos\theta_1 &= A\theta_2 + \cos\theta_2; \\ A(\theta_2 - \pi) + \cos(\theta_2 - \pi) &= A(\theta_3 - \pi) + \cos(\theta_3 - \pi); \\ A(\theta_3 - 2\pi) + \cos(\theta_3 - 2\pi) &= A(\theta_4 - 2\pi) + \cos(\theta_4 - 2\pi), \\ &\dots\end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned}A(-\theta_1 + \theta_2) &= \cos\theta_1 - \cos\theta_2; \\ A(\theta_2 - \theta_3) &= -\cos(\theta_2 - \pi) + \cos(\theta_3 - \pi) = \cos\theta_2 - \cos\theta_3; \\ A(-\theta_3 + \theta_4) &= \cos(\theta_3 - 2\pi) - \cos(\theta_4 - 2\pi) = \cos\theta_3 - \cos\theta_4; \\ A(\theta_4 - \theta_5) &= -\cos(\theta_4 - 3\pi) + \cos(\theta_5 - 3\pi) = \cos\theta_4 - \cos\theta_5; \\ &\dots\end{aligned}$$

Отсюда выражения для определения длительности полуволны  $k$ -го периода тока имеют вид:

$$A(-\theta_{2k-1} + \theta_{2k}) = \cos(\theta_{2k-1} - 2k\pi) - \cos(\theta_{2k} - 2k\pi) = \\ = \cos \theta_{2k-1} - \cos \theta_{2k};$$

$$A(\theta_{2k} - \theta_{2k+1}) = -\cos[\theta_{2k} - (2k-1)\pi] + \\ + \cos[\theta_{2k+1} - (2k-1)\pi] = \cos \theta_{2k} - \cos \theta_{2k+1}.$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г. Измерительные трансформаторы постоянного тока и напряжения. М., Госэнергоиздат, 1951. 119 с.
2. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Трансформаторы постоянного тока и напряжения. М., «Энергия», 1964. 236 с.
3. Сторм Г. Ф. Магнитные усилители. М., Изд-во иностран. лит., 1957. 568 с.

4. Рейдер А. М. О работе измерительного трансформатора постоянного тока в установившихся и переходных режимах. — «Изв. НИИПГ», 1957, сб. 1, с. 156—166.

5. Броски токов при включении трансформаторов постоянного тока на холостой ход. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 5, с. 481—485. Авт.: Э. В. Подгорный, Е. Т. Шаров, А. В. Богдан, В. В. Колесов.

6. Seely H. T. The effect of current — transformer residual magnetism on balanced — current of differential relays. — «Trans. AIEE», 1943, vol. 62, p. 164.

7. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М., «Энергия», 1965. 240 с.

8. Казанский В. Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. М., «Энергия», 1969. 184 с.

[28.1.1974]



УДК 621.359.484

## Расчет степени очистки газа в электрофильтрах

ЕРМИЛОВ И. В., МИРЗАБЕКЯН Г. З.

Московский энергетический институт

При проектировании электрофильтров (э/ф) расчет степени очистки газа в аппарате производится, как правило, по выражению

$$\eta = 1 - \exp\left(\frac{\omega_{\text{эфф}} l}{H u}\right),$$

где  $l$  — длина э/ф;  $H$  — расстояние между осадительными и коронирующими электродами;  $u$  — средняя скорость газа;  $\omega_{\text{эфф}}$  — эффективная скорость дрейфа.

Основную трудность при расчете степени очистки по формуле (1) представляет вычисление эффективной скорости  $\omega_{\text{эфф}}$ , которая находится по выражению (1) и экспериментальным значениям степени очистки газа аппаратов, близких (но, как правило, не идентичных) проектируемому. Незначительные на первый взгляд различия в дисперсном составе улавливаемой пыли, уровне рабочего напряжения, времени пребывания газа в аппарате и т. д. приводят к различию расчетных и экспериментальных эффективных скоростей дрейфа на 30—50%. Это объясняется тем, что формула (1) не отражает в явном виде влияния на степень очистки ряда факторов (дисперсный состав пыли, унос осажденной пыли с электродов, уровень рабочего напряжения и т. д.), имеющих первостепенное значение для улавливания пыли [Л. 1]. Такая точность расчета эффективности аппаратов для санитарной и технологической очистки газа зачастую уже не устраивает потребителя, так как это приводит к повышенным по сравнению с санитарными нормами уносам пыли через э/ф, если степень очистки ниже проектной, или неоправданным, дополнительным расходам на очистку газа, если степень очистки выше проектной.

Повысить точность расчета степени очистки газа в э/ф можно путем учета в расчетных выражениях всех основных факторов, определяющих улавливание пыли в аппарате. Как показывает анализ, степень очистки газа в электрофильтре с заданными геометрическими размерами от частиц одного диа-

метра (фракционная степень очистки) определяется следующими факторами: 1) скоростью частиц под действием электрического поля (скорость дрейфа); 2) степенью турбулентности потока газа; 3) уносом пыли с электродов при их встряхивании и в процессе осаждения частиц; 4) обратной короной или уносом пыли с осадительных электродов за счет перезарядки частиц.

В силу сложности задачи представляется целесообразным ее решение путем постепенного учета всех основных факторов. Наиболее общими факторами, которые имеют место во всех промышленных э/ф, являются скорость дрейфа частиц и турбулентность потока газа. Другие факторы в ряде случаев можно не учитывать, например, унос пыли с электродов в «мокрых» э/ф, обратную корону и перезарядки частиц на электродах при улавливании наиболее распространенных в практике электрической очистки газа пылей второй группы с удельным со- противлением  $10^2 \leq \rho_v \leq 10^8$  Ом·м. Поэтому на первом этапе рассмотрим расчет фракционной степени очистки газа в э/ф с учетом только этих двух факторов. Общую степень очистки газа можно найти, зная фракционные степени очистки и дисперсный состав пыли на входе в аппарат:

$$\eta = \int_0^\infty \eta_\Phi f_{vX} da, \quad (1)$$

где  $a$  — радиус частиц;  $\eta_\Phi$  — фракционная степень очистки;  $f_{vX}$  — плотность распределения массы частиц по размерам.

Впервые задача в подобной постановке была решена в [Л. 2]. Однако в этой и последующих работах в окончательных выражениях для степени очистки газа содержатся коэффициенты, которые не могут быть найдены аналитически, а экспериментальное их определение если и возможно, то с помощью очень сложных опытов.

Осаждение частиц в поле коронного разряда с учетом трубулентного перемешивания для стацио-

нарного случая (напряжение, приложенное к промежутку, и концентрация частиц на входе в аппарат постоянны, нестационарность коронного разряда пренебрегаем) описывается уравнением неразрывности потока частиц, учитывающим перенос под действием внешних сил и диффузии

$$\operatorname{div} \mathbf{P} = -\frac{\partial N}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

где  $\mathbf{P} = N(\omega + \mathbf{u}) - D_t \operatorname{grad} N$  — полный поток частиц через единичную площадку;  $\omega$  — скорость частиц под действием электрического поля;  $\mathbf{u}$  — скорость потока;  $D_t$  — коэффициент турбулентной диффузии частиц;  $N$  — счетная концентрация частиц в исследуемой точке.

Расчеты будем проводить для фракции частиц заданного размера. При выводе и решении уравнения турбулентной диффузии принимаются следующие допущения.

1. Поле скоростей частиц под действием внешних сил будем рассчитывать, пренебрегая инерционностью частиц. Как показывают расчеты и эксперимент [Л. 3], инерционностью частиц с размером, меньшим 30—40 мкм можно пренебречь, а для электрогазоочистки наибольший интерес представляют именно мелкие частицы.

2. Заряд частиц (рассматриваются частицы крупнее 1—2 мкм, для которых основным механизмом зарядки является «ударный» [Л. 4]) пропорционален напряженности поля в месте нахождения частицы. Это предположение не выполняется на начальном участке электрофильтра, где происходит зарядка частиц, поскольку из-за резконеравномерного распределения плотности объемного заряда ионов по межэлектродному промежутку частицы заряжаются с различной скоростью. За зарядным участком электрофильтра это допущение более оправдано, но и здесь из-за перемешивания частиц и колебательного изменения напряженности поля коронного разряда по длине пластинчатого электрофильтра в области около коронирующих проводов оно выполняется лишь весьма приближенно. Указанное допущение обуславливает необходимость исключения из рассмотрения начального зарядного участка электрофильтра, где неизвестно распределение зарядов частиц в межэлектродном промежутке. Учет кинетики зарядки ввиду специфики и сложности получающихся уравнений целесообразно рассмотреть отдельно.

3. Распределения коэффициента диффузии частиц и среды совпадают. Основанием этому служит тот факт, что коэффициенты диффузии частиц с размерами меньше 30—40 мкм и среды в ядре потока равны [Л. 5]. Как показано в [Л. 6], изменение коэффициентов диффузии у стенки, связанное с возможными отличиями коэффициентов диффузии частиц и среды в этой части потока, практически не влияет на решение.

Сопоставление скоростей дрейфа частиц к электроду под действием электрического поля и за счет инерционного выброса частиц турбулентными пульсациями [Л. 7] показывает, что первые на порядок и более превосходят последние. Таким образом, инерционным выбросом частиц на стенку можно пренебречь, и коэффициент диффузии частиц у по-

верхности электрода как и коэффициент диффузии среды может быть принят равным нулю.

4. Ввиду отсутствия данных о структуре турбулентного потока в поле коронного разряда (в частности, очень слабо изучено влияние электрического ветра и решеток, установленных на входе электрофильтра) будут использованы известные литературные данные о распределении коэффициента турбулентной диффузии по сечению потока в отсутствие поля и вдали от входа в канал [Л. 8].

Для определения абсолютного значения коэффициента диффузии в ядре потока при наличии газораспределительных решеток и электрического ветра необходимо проведение специальных исследований. Ниже будет показано, что для условий пластинчатого электрофильтра влияние электрического ветра мало, а наличие решеток приводит примерно к двукратному увеличению коэффициента диффузии.

В статье задача решается применительно к пластинчатому электрофильтру, т. е. для системы электродов «ряд проводов между двумя плоскостями». Как было показано в [Л. 9], при надлежащем выборе радиуса провода эта система аппроксимирует широко используемую в практике газоочистки систему с игольчатыми коронирующими электродами.

Направим ось  $x$  по ходу газа в электрофильтре, а ось  $y$  к осадительному электротруду (рис. 1).

Подставляя (3) в (2) и учитывая условие несжимаемости потока ( $\operatorname{div} u = 0$ ), получаем:

$$-(u + \omega_x) \frac{\partial N}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial y} (\omega_y N) + N \frac{\partial \omega_x}{\partial x} - \frac{\partial}{\partial y} \left( D_t \frac{\partial N}{\partial y} \right) - \frac{\partial}{\partial x} \left( D_t \frac{\partial N}{\partial x} \right). \quad (3)$$

Пренебрежем далее диффузионным переносом в направлении потока газа по сравнению с конвективным переносом, т. е. примем, что  $\frac{\partial}{\partial x} \left( D_t \frac{\partial N}{\partial x} \right) \ll \frac{\partial N}{\partial x}$ . Справедливость этого допущения доказана в [Л. 6]. Переходя к относительным величинам,

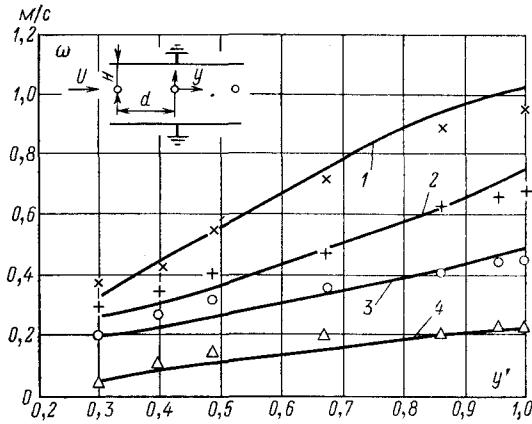


Рис. 1. Экспериментальные (точки) и расчетные (кривые) скорости дрейфа частиц в рабочем промежутке модели электрофильтра  $\bar{u} = 1$  м/с; начальное напряжение  $U_0 = 11$  кВ,  $\frac{\pi H}{d} = 2,58$ ;  $\frac{\pi r_0}{d} = 4,82 \cdot 10^{-3}$ .  
 1 —  $U^*=3,18$ ; 2 —  $U^*=2,73$ ; 3 —  $U^*=2,27$ ; 4 —  $U^*=1,82$ .

из (2) с учетом (3) окончательно находим:

$$\left( u' + \frac{\bar{\omega}}{u} \omega'_x \right) \frac{\partial N'}{\partial t'} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial y'} \left( D'_t \frac{\partial N'}{\partial y'} \right) - \frac{\partial}{\partial y'} (\omega'_y N') - \frac{\bar{\omega}}{u} N' \frac{\partial \omega'_x}{\partial t'}. \quad (4)$$

Здесь  $\bar{\omega}$  — среднее значение скорости дрейфа частиц, вычисленное при средней напряженности электрического поля  $\bar{E} = \frac{U}{H}$ ;  $u' = \frac{u}{u}$ ;  $\omega'_x = \frac{\omega_x}{\bar{\omega}}$ ;  $y' = \frac{y}{H}$ ;  $t' = \frac{\bar{\omega}}{u} x' = \frac{\bar{\omega} x}{u H}$ ;

$N' = \frac{N}{N_0}$ , где  $\bar{N}_0$  — среднепоточное значение счетной концентрации частиц при  $x=0$ ;  $D'_t = \frac{D}{D_0}$ , где  $D_0$  — значение коэффициента турбулентной диффузии в ядре потока;

$\mu_0 = \frac{\bar{\omega} H}{D_0}$  — безразмерный параметр, характеризующий относительную роль направленного перемещения частиц и диффузии.

Установившееся распределение скоростей газового потока  $u'$  определяется известным логарифмическим законом [Л. 10]. Как показано в [Л. 6] отклонения от этого закона, обусловленные тем, что на начальных участках электрофильтра профиль скоростей может быть неустановившимся, незначительно влияют на результаты решения уравнения (4).

Скорость дрейфа частиц при стоковском режиме их обтекания в направлении оси определялась по выражению:

$$\omega_y = B q E_y = B q' \left( 1 + 2 \frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} \right) 4 \pi \epsilon_0 a^2 E E_y, \quad (5)$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость частиц;  $E$  и  $E_y$  — модуль и составляющая напряженности поля в направлении оси  $y$ ,  $B = \frac{1}{6 \pi \mu a}$  — подвижность частицы;  $\mu$  — вязкость газа;  $q'$  — степень заряженности частицы.

Распределение относительных скоростей дрейфа частиц в электрическом поле при этом выражается соотношением

$$\omega'_y = E' E'_y, \quad (6a)$$

где  $E'$  и  $E'_y$  — модуль и составляющая напряженности в направлении оси  $y$ , отнесенные к средней напряженности  $\bar{E}$ .

Соответственно

$$\omega'_x = E' E'_x. \quad (6)$$

При движении крупных частиц в электрофильтрах число Рейнольдса для частиц может превышать единицу и меняться вплоть до значений  $Re_t = 10$ . Для этого случая необходимо учитывать нелинейность закона сопротивления движению частиц. В [Л. 11] показано, что при числе Рейнольдса  $Re_t \leq 6$  сила сопротивления среды может быть аппроксимирована выражением:

$$F_c = \frac{\omega}{B} \left( 1 + 2,5 \frac{Re_t}{24} \right) = \frac{\omega' \bar{\omega}}{B} \left( 1 + 2,5 \omega' \frac{Re_t (\omega = \bar{\omega})}{24} \right). \quad (7)$$

Приравнивая (10) действующей силе  $qE$  и решая полученное уравнение относительно скорости  $\omega'$ , получаем:

$$\omega' = -A + \sqrt{A^2 + 2A\omega'_c}, \quad (8)$$

где  $\omega'_c = (E')^2$  — относительная электрическая скорость дрейфа, вычисленная в предположении стоксовского обтекания частицы.

Соответственно

$$\left. \begin{aligned} \omega'_y &= \frac{E'_y}{E'} \omega'; \\ \omega'_x &= \frac{E'_x}{E'} \omega'. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Легко убедиться, что при  $Re_t \rightarrow 0$  выражение (9) переходит в (6a) и (6b).

Распределение напряженности электрического поля в соответствии с [Л. 7] вычислялось с помощью соотношений:

$$\left. \begin{aligned} E'_x &= \sin \frac{2\pi x}{d} \Psi; \\ E'_y &= \operatorname{sh} \frac{2\pi y}{d} \Psi; \\ \Psi &= \frac{\pi H}{d} \frac{\sqrt{1 + c \ln(r^2 + \sqrt{1+r^2})}}{2u^* r^2 \left[ \frac{\pi H}{d} - \ln \frac{2\pi r_0}{d} \right]}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где  $r^2 = \operatorname{sh}^2 \frac{\pi y}{d} + \sin^2 \frac{\pi x}{d}$ ;  $r_0$  — радиус коронирующего провода;  $d$  — расстояние между коронирующими проводами;  $u^*$  — перенапряжение;

$$c = \alpha \pi^2 \left[ (u^* - 1) \left( \frac{\pi H}{d} - \ln \frac{2\pi r_0}{d} \right) \right]^{\beta} \left( \frac{d}{\pi H} \right)^2,$$

$$\alpha = \begin{cases} \frac{0,115d}{H} + 0,125; & 0,5 \leq \frac{H}{d} \leq 1,3; \\ 0,0178 \frac{H}{d} + 0,185; & 1,3 \leq \frac{H}{d} \leq 2,3; \end{cases}$$

$$\beta = -0,14 \frac{H}{d} + 1,6.$$

В качестве начального условия для уравнения (4) задается распределение концентрации  $N'$  при  $t'=0$ .

Границное условие у осадительного электрода получаем непосредственно из уравнения (4), учитывая, что на стенке  $u'$ , а также  $D'_t$  и  $\operatorname{grad} D'_t$  равны нулю

$$\frac{\partial (\omega' y N')}{\partial y'_{(y=H)}} = - \frac{\bar{\omega}}{u} \frac{\partial (N' \omega'_x)}{\partial t'_{(y=H)}}. \quad (11)$$

Для граничного условия в плоскости коронирующих электродов, пренебрегая ничтожным временем пребывания частиц непосредственно у поверхности коронирующего провода, из условия симметрии получаем:

$$\frac{\partial N'}{\partial y'_{(y'=0)}} = 0. \quad (12)$$

Уравнение (4) решалось на ЦВМ МИНСК-32. При составлении разностного аналога уравнения была выбрана неявная схема, обеспечивающая устойчивость решения независимо от выбора шага. Эта схема связывает значение искомой функции на известном временном шаге с тремя значениями на неизвестном. Получающаяся на каждом временном

шаге система разностных уравнений решалась методом прогонки.

Полученные решения были сопоставлены с экспериментальными значениями степени очистки газа и профилями концентраций, измеренными на модели пластиинчатого э/ф с системой электродов «ряд вертикальных проводов между плоскостями». Расстояние между осадительными поверхностями составляло 214 мм, расстояние  $d$  между коронирующими проводами в первой серии экспериментов составляло 130, во второй — 40 мм. Длина активной зоны (между первым и последним коронирующими электродами) составляла в первой и второй сериях экспериментов соответственно 260 и 600 мм. Радиус коронирующих проводов был выбран равным 0,15 мм. Выравнивание поля скоростей газа в модели производилось с помощью газораспределительных пластин и двух решеток, установленных на входе модели. Расстояние между решеткой и первым коронующим электродом составляло 300 мм. Эксперименты проводились на частицах ликоподия, средний радиус которых  $a=15,4$  мкм, а коэффициент вариации размеров — 8%.

Измерение скоростей движения и концентрации частиц производилось методом их фотографической регистрации в световом луче. Схема измерения концентрации и описание методики измерения приведены в [Л. 11]. Измерения скоростей дрейфа частиц за участком их зарядки ( $q' > 0,8-0,9$ ) и сопоставление их с результатами расчета по уравнениям (5) и (8) показали, что различие скоростей не превышает 10—15%. Типичные результаты сравнения приведены на рис. 1. Относительный заряд  $q'$  рассчитывался по формуле Потенье и экспериментальным данным о траектории движения частиц, напряженности поля и плотности объемного заряда. Напряженность поля и плотность объемного заряда определялись экспериментально, методом зондовых характеристик [Л. 9]. Экспериментальные

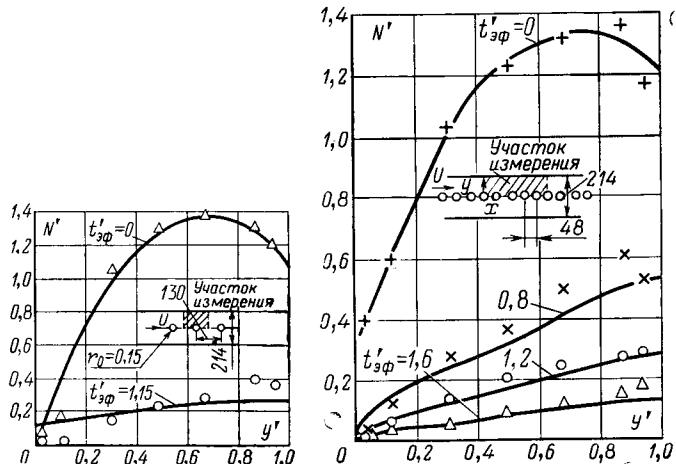


Рис. 2. Профили относительных концентраций на входе и выходе из измерительного участка модели электрофильтра.  $\bar{u}=1$  м/с;  $U_0=11$  кВ;  $U^*=3,18$ ;  $\mu_0=34$ . — расчет;  $\Delta$  — эксперимент,  $t'_{\text{эф}}=0$ ;  $\bullet$  — эксперимент  $t'_{\text{эф}}=1,15$ .

Рис. 3. Профили относительных концентраций частиц при разных  $t'_{\text{эф}}$

$\bar{u}=1$  м/с;  $U_0=19$  кВ;  $U^*=1,84$ ;  $\mu_0=35$ ;  $t'_{\text{эф}}=\frac{\omega_H}{\omega} t'$ . — расчет;  $+ \times \Delta$  — эксперимент.

значения напряженности в области, где проводились измерения, отличались от рассчитанных по уравнению (10) не более чем на 10%. Проведенное сравнение экспериментальных и расчетных скоростей дрейфа показало, что «электрическим ветром», осаждением частиц под действием турбулентных пульсаций газа и другими факторами при расчете скоростей движения частиц в электрическом поле можно пренебречь. Среднеквадратичные скорости пульсаций частиц при приложении напряжения и в его отсутствие практически совпадали. Более подробно результаты исследований скоростей движения изложены в [Л. 3]. Отсутствие заметного влияния «электрического ветра» на скорость движения частиц говорит о правомерности применения выражений (5) и (8) за участком зарядки частицы, а также о слабом влиянии «электрического ветра» на коэффициент турбулентной диффузии частиц. На турбулентность потока, кроме «электрического ветра», влияют также и газораспределительные устройства на входе в модель э/ф. Поэтому в расчетах использовалось экспериментальное значение коэффициента диффузии частиц, измеренное по профилям концентрации, создаваемых «точечным» источником частиц. Измерения проводились по методике [Л. 12]. Измеренные значения коэффициента диффузии в ядре потока примерно вдвое превышали значения, рассчитанные по [Л. 5].

Измерение концентрации и степени очистки газа производилось за участком зарядки частиц. Концентрация находилась путем усреднения 60—120 единичных измерений значения концентрации. В процессе экспериментов изменялось напряжение



Рис. 4. Зависимость степени очистки от параметра  $\mu_0$   
 $\bar{u}=1$  м/с;  $U_0=11$  кВ;  $D_0=2 \cdot 10^{-3}$  м<sup>2</sup>/с.  
1 — расчет по (5); 2 — расчет по формуле Дейча (2);  $\times$  — эксперимент.

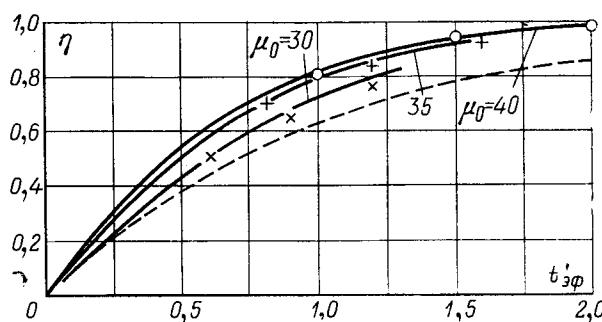


Рис. 5. Зависимость степени очистки газа от  $t'_{\text{эф}}$   
 $\bar{u}=1$  м/с;  $U_0=19$  кВ;  $\frac{\omega_H}{d_0}=8,4$ ;  $\frac{\pi r_0}{d}=1,57 \cdot 10^{-2}$ ;  $\times - U^*=1,58$ ;  $\mu_0=30$ ;  $+ - U^*=1,84$ ,  $\mu_0=35$ ;  $\circ - U^*=2,11$ ,  $\mu_0=40$ . — расчет по (5); — расчет по формуле Дейча (2).

на электродах. Скорость газа во всех экспериментах оставалась постоянной, равной 1 м/с.

Сопоставление расчетных и экспериментальных значений профилей концентрации, полученных в первой и второй сериях экспериментов (рис. 2 и 3) показало, что расчетные и экспериментальные значения удовлетворительно согласуются между собой в большей части разрядного промежутка за исключением области вблизи плоскости коронирующих электродов в опытах с большим ( $d=130$  мм) расстоянием между проводами. Это различие может быть объяснено тем, что из допущения  $q \equiv E$  следует уменьшение заряда частиц при их перемещении из области против провода в область между проводами. На самом деле заряд частиц не убывает и, следовательно, значение электрической силы в области между проводами в расчетах занижено.

Расчетные и экспериментальные степени очистки при больших перенапряжениях ( $u^* \geq 1,5 \div 2$ ) хорошо согласуются между собой (рис. 4 и 5). При малых перенапряжениях наблюдается некоторое превышение расчета над экспериментом. Этот факт, по-видимому, объясняется дискретным характером чехла короны. При уменьшении перенапряжения расстояние между стримерами увеличивается и становится соизмеримым с межэлектродным расстоянием. Это приводит к увеличению доли слабо заряженных частиц, что не учитывается расчетами. Сопоставление данных, приведенных на рис. 4 и 5, показывает, что при рассмотрении участков электрофильтра, содержащих достаточно большое количество проводов (эксперимент с «частыми» проводами), влияние дискретности коронного разряда оказывается значительно слабее. Это обусловлено тем, что с ростом числа проводов увеличивается вероятность прохождения частицы через область против стримера, и, следовательно, уменьшается вероятность ее недозарядки.

**Выходы.** 1. Предложенная методика расчета достаточно хорошо описывает изменение профиля концентрации частиц и степени очистки по длине электрофильтра при перенапряжениях  $u^* \geq 1,5 \div 2$  за пределами зарядного участка погрешность в определении степени очистки для условий эксперимента не превышает 3%.

2. При малых перенапряжениях на начальных участках электрофильтра сказывается дискретный характер коронного разряда. Влияние этого фактора уменьшается с увеличением перенапряжения и количества проводов на рассматриваемом участке осаждения.

3. Предположение о пропорциональности заряда частиц напряженности электрического поля в месте их нахождения приводит к погрешности в определении профиля концентрации в области между коронирующими электродами на начальном участке электрофильтра. Эта погрешность снижается при уменьшении расстояния между проводами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ужов В. Н. Очистка промышленных газов электрофильтрами. М., «Химия», 1967. 344 с.
2. Deutsch W. Bewegung und Ladung der Elektrizitätsträger im Zylinderkondensator. — «Annalen der Physik», 1922, Bd 68, S. 335—344.
3. Ермилов Н. В. Исследование и расчет процессов очистки газа в пластинчатом электрофильтре. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1974 (БЭИ).
4. Pauthenier M., Mme Moreau — Hanot. La charge des particules sphériques dans un champ ionisé. — «Phys. et le Radium», 1932, t. VII, № 12.
5. Хинце И. О. Турбулентность. М., Физматгиз, 1963. 680 с.
6. Мирзабекян Г. З. Влияние турбулентного потока на электроосаждение частиц аэрозоля. — «Электричество», 1974, № 6, с. 25—30.
7. Основы электрогазодинамики дисперсных систем. М., «Энергия», 1974. 480 с. Авт.: И. П. Верещагин, В. И. Левитов, Г. З. Мирзабекян, М. М. Пашин.
8. Mizushima T., Ogino F. Eddy viscosity and universal velocity profile in turbulent flow in a straight pipe. — «Journ. Chem. Eng. of Japan», 1970, vol. 3, № 2.
9. Левитов В. И., Решидов И. К. Характеристики электрических полей пластинчатых электрофильтров. — В кн.: Сильные электрические поля в технологических процессах. М., «Энергия», 1971, вып. 2.
10. Лойцянский Л. Г. Механика жидкости и газа. М., «Наука», 1970. 904 с.
11. Ермилов И. В. Распределение концентраций пыли в поле коронного разряда электрофильтра. — «Электричество», 1974, № 7, с. 27—31.
12. Прудников А. Г. Диффузионный метод измерения интенсивности турбулентности и коэффициента диффузии турбулентного потока. — В кн.: О турбулентном горении гомогенной смеси. М., Оборонгиз, 1956, с. 3—30.

[25.11.1974]



УДК 621.372:538.56

## Распространение фронта электромагнитной волны в цепи с распределенными, переменными во времени параметрами

Инж. НИКИТИН Ю. П., канд. техн. наук ТОРЛОПОВ А. А.

Липецкий политехнический институт

Теоретические исследования электрических цепей с переменными во времени параметрами имеют практическое значение для решения вопросов автоматизации индукционных металлургических печей, в которых управление режимом плавки осуществляется

изменением электрической мощности, выделяемой в металле, с помощью изменения во времени емкости или индуктивности нагруженногоконтакта, цепи управления которого представляются нами в виде линий с переменными во времени параметрами.

рами [Л. 1—3]. Ниже на примере предварительно незаряженной бесконечно длинной двухпроводной линии, в начале которой включен источник э. д. с.  $E(t) = 1(t)$  ( $t$  — время), исследуется свойство электрических цепей, параметры которых изменяются во времени непрерывно по заданному закону и независимо от распространения электромагнитной волны.

Электромагнитные процессы в такой линии описываются системой уравнений [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} &= L(t) \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} + R_1(t) i(x, t); \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} &= C(t) \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} + G_1(t) u(x, t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $u(x, t)$ ,  $i(x, t)$  — мгновенные значения напряжения и тока в данном сечении линии соответственно;  $L(t)$ ,  $R(t)$ ,  $C(t)$ ,  $G(t)$  — параметры линии;

$$R_1(t) = \frac{dL(t)}{dt} + R(t); \quad G_1(t) = \frac{dC(t)}{dt} + G(t),$$

$x$  — расстояние от начала линии до данного сечения.

На коэффициенты системы (1) наложим следующие ограничения при  $t \in [0, \infty]$ :

функции  $L(t) \geq 0$ ;  $R(t) \geq 0$ ;  $C(t) \geq 0$ ;  $G(t) \geq 0$  непрерывны, однозначны, определены и могут иметь производные любого порядка;

функции  $L(t)$ ,  $R(t)$ ,  $C(t)$ ,  $G(t)$  и их производные ограничены по абсолютной величине.

Электромагнитная волна в линии распространяется с конечной скоростью  $v(t)$ , и ее фронт приходит через промежуток времени  $t_x$  к сечению линии с координатой  $x$ , которая равна:

$$x = f(t_x) = \int_0^{t_x} v(\xi) d\xi;$$

это тождество определяет функциональную зависимость между величинами  $x$  (функция) и  $t_x$  (аргумент) и всегда может быть заменено новой функциональной зависимостью между величинами  $t_x$  (функция) и  $x$  (аргумент):  $t_x = \Phi(x)$ ; например, при  $v(t) = \text{const}$   $x = vt_x$  и  $t_x = \Phi(x) = x/v$ ;

при

$$v(t) = v_0 \frac{1 + b \frac{x}{v_0}}{1 + bt} \quad (b > 0) \quad [\text{Л. 5}]$$

$$x = v_0 \frac{1 + b \frac{x}{v_0}}{b} \ln(1 + bt_x)$$

и

$$t_x = \Phi(x) = \frac{1}{b} \left[ 1 - \exp \left( \frac{bx/v_0}{1 + \frac{bx}{v_0}} \right) \right].$$

Как было указано выше, на вход предварительно незаряженной линии с переменными во времени параметрами в момент времени  $\tau = 0$  приложено

напряжение  $1(t - \tau) = 1(t)$ . В сечении линии с координатой  $x$  напряжение  $u(x, t)$  и ток  $i(x, t)$  (на эти величины в данный момент времени оказывают влияние все предыдущие значения входного сигнала) зависят не только от момента наблюдения  $t$ , но и от момента приложения  $\tau$  входного сигнала и времени распространения  $t_x$  электромагнитной волны до рассматриваемого сечения  $x$ . Поэтому величины  $u(x, t)$  и  $i(x, t)$  определяются только теми значениями  $t$ , для которых  $t \geq t - \tau - t_x$ , т. е.

$$u(x, t - t_x) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_x; \\ u(x, t) & \text{при } t \geq t_x; \end{cases}$$

$$i(x, t - t_x) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_x; \\ i(x, t) & \text{при } t \geq t_x. \end{cases}$$

С учетом этих соотношений и того, что погонные параметры линии изменяются независимо от распространения электромагнитной волны в линии, систему (1) можно записать таким образом:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t - t_x)}{\partial x} &= L(t) \frac{\partial i(x, t - t_x)}{\partial (t - t_x)} + \\ &\quad + R_1(t) i(x, t - t_x); \\ -\frac{\partial i(x, t - t_x)}{\partial x} &= C(t) \frac{\partial u(x, t - t_x)}{\partial (t - t_x)} + \\ &\quad + G_1(t) u(x, t - t_x). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Так как система уравнений (2) справедлива для всех  $t \in [0, \infty]$ , справедлива она и для моментов времени  $t = t_x$ . Поэтому система уравнений для определения фронта электромагнитной волны, распространяющейся в линии, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u(x, t - t_x)}{\partial x} &= L(t_x) \frac{\partial i(x, t - t_x)}{\partial (t - t_x)} + \\ &\quad + R_1(t_x) i(x, t - t_x); \\ -\frac{\partial i(x, t - t_x)}{\partial x} &= C(t_x) \frac{\partial u(x, t - t_x)}{\partial (t - t_x)} + \\ &\quad + G_1(t_x) u(x, t - t_x). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Проинтегрируем систему (3) по  $\theta = t - t_x$  в пределах от 0 до  $t$ :

$$\begin{aligned} -\int_0^t \frac{\partial u(x, \theta)}{\partial x} d\theta &= \int_0^t L(t - \theta) \frac{\partial i(x, \theta)}{\partial \theta} d\theta + \\ &\quad + \int_0^t R_1(t - \theta) i(x, \theta) d\theta; \\ -\int_0^t \frac{\partial i(x, \theta)}{\partial x} d\theta &= \int_0^t C(t - \theta) \frac{\partial u(x, \theta)}{\partial \theta} d\theta + \\ &\quad + \int_0^t G_1(t - \theta) u(x, \theta) d\theta \end{aligned}$$

и запишем ее в изображениях по Лапласу:

$$\left. \begin{aligned} & \int_0^\infty \left( - \int_0^t \frac{\partial u(x, \theta)}{\partial x} d\theta \right) \exp(-pt) dt = \\ & = \int_0^\infty \left( \int_0^t L(t-\theta) \frac{\partial i(x, \theta)}{\partial \theta} d\theta \right) \exp(-pt) dt + \\ & + \int_0^\infty \left( \int_0^t R_1(t-\theta) i(x, \theta) d\theta \right) \exp(-pt) dt; \\ & \int_0^\infty \left( - \int_0^t \frac{\partial i(x, \theta)}{\partial x} d\theta \right) \exp(-pt) dt = \\ & = \int_0^\infty \left( \int_0^t C(t-\theta) \frac{\partial u(x, \theta)}{\partial \theta} d\theta \right) \exp(-pt) dt + \\ & + \int_0^\infty \left( \int_0^t G_1(t-\theta) u(x, \theta) d\theta \right) \exp(-pt) dt. \end{aligned} \right\}$$

Используя свойства преобразования Лапласа и теорему свертки [Л. 6], при нулевых начальных условиях  $u(x, 0) = 0, i(x, 0) = 0$  имеем:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{1}{p} \frac{du(x, p)}{dx} &= \bar{L}(p) \bar{i}(x, p) + \bar{R}_1(p) \bar{u}(x, p); \\ -\frac{1}{p} \frac{di(x, p)}{dx} &= \bar{C}(p) \bar{u}(x, p) + \bar{G}_1(p) \bar{u}(x, p). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Поскольку

$$L(t_x) = L[\Phi(x)] = \vec{L}(x) \rightarrow L(p) = \frac{\vec{L}(x)}{p},$$

$$\begin{aligned} R_1(t_x) &= R[\Phi(x)] + \frac{d\vec{L}(x)}{\Phi'(x) dx} = \\ &= \bar{R}_1(x) \rightarrow \bar{R}_1(p) = \frac{\bar{R}_1(x)}{p}, \end{aligned}$$

$$C(t_x) = C[\Phi(x)] = \bar{C}(x) \rightarrow \bar{C}(p) = \frac{\bar{C}(x)}{p},$$

$$\begin{aligned} G_1(t_x) &= G[\Phi(t_x)] + \frac{d\bar{C}(x)}{\Phi'(x) dx} = \\ &= \bar{G}_1(x) \rightarrow \bar{G}_1(p) = \frac{\bar{G}_1(x)}{p}, \end{aligned}$$

систему уравнений (4) можно преобразовать к виду:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{d\bar{u}(x, p)}{dx} &= \bar{z}(x, p) \bar{i}(x, p); \\ -\frac{d\bar{i}(x, p)}{dx} &= \bar{y}(x, p) \bar{u}(x, p), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где  $\bar{u}(x, p), \bar{i}(x, p)$  — изображения напряжения и тока в линии соответственно;  $\bar{z}(x, p) = p\bar{L}(x) + \bar{R}_1(x)$ ,  $\bar{y}(x, p) = p\bar{C}(x) + \bar{G}_1(x)$ ;  $p$  — комплексная переменная.

Перейдем от системы (5) к двум уравнениям, каждое из которых содержит только одно изображение неизвестной функции  $\bar{u}(x, p)$  или  $\bar{i}(x, p)$  и их производные (в дальнейшем для сокращения

записи указывать аргументы функций не будем, если в этом не будет необходимости):

$$\frac{d^2\bar{u}}{dx^2} - \frac{d}{dx} (\ln \bar{z}) - \bar{z}\bar{y}\bar{u} = 0; \quad (6)$$

$$\frac{d^2\bar{i}}{dx^2} - \frac{d}{dx} (\ln \bar{y}) \frac{d\bar{i}}{dx} - \bar{z}\bar{y}\bar{i} = 0. \quad (7)$$

Ищем решение уравнения (6), так как решение уравнения (7) аналогично. Приведем уравнение (6) к каноническому виду, для чего положим [Л. 7]:

$$\begin{aligned} \bar{u}(x, p) &= w(x, p) \exp \left( \frac{1}{2} \int_0^x \frac{d\bar{z}(\xi, p)}{\bar{z}(\xi, p)} \right) = \\ &= w(x, p) \sqrt{\frac{\bar{z}(x, p)}{\bar{z}(0, p)}} = w(x, p) N_1(x, p). \end{aligned} \quad (8)$$

После соответствующих упрощений и преобразований получим:

$$\frac{d^2w}{dx^2} - \bar{v}^2 w = 0, \quad (9)$$

где

$$\bar{v}^2 = \bar{z}\bar{y} + \left( \frac{d\bar{z}}{2\bar{z}dx} \right)^2 - \frac{d}{dx} \left( \frac{d\bar{z}}{2\bar{z}dx} \right).$$

Уравнение (9) с помощью замены

$$\frac{dw}{dx} = \frac{dw}{dx}, \quad \frac{d^2w}{dx^2} = \bar{v}^2 w$$

неизвестной функции  $w$  и ее производных приводим к системе уравнений первого порядка, которую запишем в матричной форме [Л. 8]:

$$\frac{d\mathbf{W}(x, p)}{dx} = \mathbf{T}(x, p) \mathbf{W}(x, p), \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(x, p) &= \begin{vmatrix} w(x, p) \\ \frac{dw(x, p)}{dx} \end{vmatrix}; \\ \mathbf{T}(x, p) &= \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ \bar{v}^2(x, p) & 0 \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Пусть  $\mathbf{W}(x, p)$  — вектор-матричное решение уравнения (10). Для упрощения уравнения (10) введем новую вектор-функцию, полагая [Л. 9]

$$\mathbf{W}(x, p) = \mathbf{S}(x, p) \mathbf{f}(x, p), \quad (11)$$

где  $\mathbf{S}(x, p)$  — какая-либо невырожденная матрица. Уравнение (10) с учетом соотношения (11) имеет вид:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dx} \mathbf{f} + \mathbf{S} \frac{df}{dx} = \mathbf{T} \mathbf{f}.$$

Умножая полученное уравнение слева на матрицу  $\mathbf{S}^{-1}$  и учитывая, что  $\mathbf{S}\mathbf{S}^{-1}=1$  (1 — единичная матрица), получим новое дифференциальное уравнение:

$$\frac{df}{dx} = \left( \mathbf{S}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{S} - \mathbf{S}^{-1} \frac{d\mathbf{S}}{dx} \right) \mathbf{f}. \quad (12)$$

Выбираем матрицу  $\mathbf{S}$  таким образом, чтобы матрица  $\mathbf{S}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{S}$  стала диагональной. Для этого определим характеристические числа  $\theta_1$  и  $\theta_2$  матрицы  $\mathbf{T}$ , являющиеся корнями характеристического уравнения  $\det(\mathbf{T}-\theta\mathbf{I})=0$ ; из этого уравнения следует  $\theta^2 - \bar{v}^2 = 0, \theta_{1,2} = \pm \bar{v}$ .

Определим собственные векторы, соответствующие каждому характеристическому корню  $\theta_1$  и  $\theta_2$ . Найдем собственное направление, соответствующее  $\theta_1$ . Для этого составим уравнение

$$\det(\mathbf{T} - \theta_1 \mathbf{I}) = 0,$$

которое можно записать таким образом:

$$\begin{cases} -\theta_1 a_1 + a_2 = 0; \\ -\lambda^2 a_2 - \theta_1 a_1 = 0. \end{cases}$$

Определитель этой системы равен нулю. Поэтому можно отбросить последнее уравнение и решать систему по отношению к произвольной переменной  $a_1 = V_1$  [Л. 10]:

$$-\theta_1 a_1 + a_2 = 0, \quad a_2 = \theta_1 a_1.$$

Отсюда получим собственный вектор  $\mathbf{V}_1$  для характеристического корня  $\theta_1$ :

$$\mathbf{V}_1 = \begin{vmatrix} 1 \\ \theta_1 \end{vmatrix}.$$

Таким же образом находится и собственный вектор  $\mathbf{V}_2$  для характеристического корня  $\theta_2$ ; он равен:

$$\mathbf{V}_2 = \begin{vmatrix} 1 \\ \theta_2 \end{vmatrix}.$$

Тогда матрица  $\mathbf{S}$  запишется так:

$$\mathbf{S} = |\mathbf{V}\mathbf{V}_2| = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ \theta_1 & \theta_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{v} & -\frac{1}{v} \end{vmatrix}.$$

Определим значения матриц  $\mathbf{S}^{-1}$  и  $\frac{d\mathbf{S}}{dx}$ , которые равны:

$$\mathbf{S}^{-1} = \frac{1}{2v} \begin{vmatrix} \bar{v} & 1 \\ v-1 & \end{vmatrix}, \quad \frac{d\mathbf{S}}{dx} = \frac{d\bar{v}}{dx} \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \end{vmatrix};$$

непосредственным перемножением найдем значения матриц  $\mathbf{S}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{S}$  и  $\mathbf{S}^{-1} \frac{d\mathbf{S}}{dx}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{S} &= \begin{vmatrix} \bar{v} & 0 \\ 0 & -\bar{v} \end{vmatrix}; \\ \mathbf{S}^{-1} \frac{d\mathbf{S}}{dx} &= \frac{d\bar{v}}{2vdx} \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Матрица  $\mathbf{S}$  невырождена, так как  $\theta_1 \neq \theta_2$  при  $v \neq 0$ . Следовательно, уравнение (12) можно представить в таком виде:

$$\frac{d}{dx} \begin{vmatrix} f_1 \\ f_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \bar{v} & 0 \\ 0 & -\bar{v} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} f_1 \\ f_2 \end{vmatrix} - \frac{d\bar{v}}{2vdx} \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} f_1 \\ f_2 \end{vmatrix} \quad (13)$$

или

$$\begin{cases} \frac{df_1}{dx} = \left( \bar{v} - \frac{d\bar{v}}{2vdx} \right) f_1 + \frac{d\bar{v}}{2vdx} f_2; \\ \frac{df_2}{dx} = \frac{d\bar{v}}{2vdx} f_1 + \left( -\bar{v} - \frac{d\bar{v}}{2vdx} \right) f_2. \end{cases}$$

Получена линейная однородная система уравнений, отличная от системы (10). Для решения системы (13) применим классическую асимптотику Биркгофа — Тамаркина для линейных обыкновенных дифференциальных уравнений с большим параметром [Л. 11]. При  $p \rightarrow \infty$  элементы второй матрицы в правой части системы (13) малы по сравнению с ненулевыми элементами первой матрицы, и

поэтому матричное уравнение распадается на два независимых уравнения:

$$\frac{df_1}{dx} = \left( \bar{v} - \frac{d\bar{v}}{2vdx} \right) f_1; \quad \frac{df_2}{dx} = \left( -\bar{v} - \frac{d\bar{v}}{2vdx} \right) f_2,$$

решения которых имеют вид:

$$f_{1,2}(x, p) = A_{1,2}(p) N_2(x, p) \exp \left[ \pm \int_0^x \bar{v}(\xi, p) d\xi \right],$$

где  $A_1(p)$ ,  $A_2(p)$  — произвольные постоянные интегрирования;  $N_2(x, p) = \sqrt{\frac{\bar{v}(0, p)}{\bar{v}(x, p)}}$ ; в силу выбора матрицы  $\mathbf{S}$

$$w(x, p) = f_1(x, p) + f_2(x, p). \quad (14)$$

Тогда решение уравнения (6) можно записать:

$$\begin{aligned} \bar{u}(x, p) &= N(x, p) \left\{ A_1(p) \exp \left[ \int_0^x \bar{v}(\xi, p) d\xi \right] + \right. \\ &\quad \left. + A_2(p) \exp \left[ - \int_0^x \bar{v}(\xi, p) d\xi \right] \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

где  $N(x, p) = N_1(x, p) N_2(x, p)$ .

При граничных условиях  $\bar{u}(0, p) = \frac{1}{p}$ ,  $\bar{u}(\infty, p) = 0$  решения системы уравнений (6) имеют вид:

$$\bar{u}(x, p) = \frac{1}{p} N(x, p) \exp \left[ - \int_0^x \bar{v}(\xi, p) d\xi \right]; \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}(x, p) &= \frac{1}{p} \frac{N(x, p)}{\bar{\rho}(x, p)} \left[ 1 - \frac{d\bar{\rho}(x, p)}{2\bar{z}(x, p) dx} \right] \times \\ &\quad \times \exp \left[ - \int_0^x \bar{v}(\xi, p) d\xi \right], \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$\bar{\rho}(x, p) = \frac{\bar{z}(x, p)}{\bar{v}(x, p)}.$$

Соотношения (16) и (17) позволяют точно определить изображение фронта электромагнитной волны, распространяющейся в линии с переменными во времени параметрами.

Используя предельные теоремы операционного исчисления, получим формулы для определения фронта электромагнитной волны, которая распространяется в линии с переменными параметрами:

$$u(x, t) = \lim_{p \rightarrow \infty} p \bar{u}(x, p) = \sqrt{\frac{\rho(t_x)}{\rho(0)}} \cdot 1(t - t_x); \quad (18)$$

$$i(x, t) = \lim_{p \rightarrow \infty} \bar{i}(x, p) = \frac{1}{\rho(t_x)} \sqrt{\frac{\rho(t_x)}{\rho(0)}} \cdot 1(t - t_x), \quad (19)$$

где  $\rho(t_x) = \sqrt{\frac{L(t_x)}{C(t_x)}}$ ;  $1(t - t_x)$  — единичная функция;

$\sqrt{\frac{\rho(t_x)}{\rho(0)}}$  — коэффициент трансформации фронта волны.

Таким образом, при распространении в длинной линии с переменными во времени параметрами электромагнитной волны происходит ее трансформация.

В качестве примера рассмотрим длинную линию без потерь с параметрами [Л. 5]:

$$L(t) = L(0), \quad C(t) = C(0) \frac{(1+bt)^2}{\left(1+b\frac{x}{v_0}\right)^2} \quad (b > 0).$$

Для определения фронта электромагнитной волны, распространяющейся в линии, необходимо вычислить следующие величины:

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{1}{\sqrt{L(t)C(t)}} = v_0 \frac{1+b\frac{x}{v_0}}{1+bt} \left( v_0 = \frac{1}{\sqrt{L(0)C(0)}} \right); \\ x = f(t_x) &= \int_0^{t_x} v(t) dt = v_0 \frac{\ln(1+bt_x)}{b[1-\ln(1+bt_x)]}; \\ t_x = \Phi(x) &= \frac{1}{b} \left[ 1 - \exp\left(\frac{bx/v_0}{1+bx/v_0}\right) \right]; \\ \rho(t_x) &= \sqrt{\frac{L(0)}{C(t_x)}} = \rho(0) \frac{1+bx/v_0}{1+bt_x} \left( \rho(0) = \sqrt{\frac{L(0)}{C(0)}} \right); \\ u(x, t) &= \sqrt{\frac{1+bx/v_0}{1+bt_x}} \cdot 1(t-t_x); \\ i(x, t) &= \frac{1}{\rho(0)} \sqrt{\frac{1+bx/v_0}{1+bt_x}} \cdot 1(t-t_x). \end{aligned}$$

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тафт В. А. Основы спектральной теории расчета цепей с переменными параметрами. М., «Наука», 1964. 206 с.
2. Карапулов А. Н. Параметрические устройства для систем сигнализации и блокировки.— В кн.: Расчеты режимов электрических цепей с нелинейными элементами. М., «Наука», 1967, с. 31—35.
3. Каганов В. Ю., Блинков О. М., Беленький А. М. Автоматизация управления металлургическими процессами. М., «Металлургия», 1974. 415 с.
4. Тафт В. А. Электрические цепи с переменными параметрами. М., «Энергия», 1968. 217 с.
5. Найденов А. И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. М., «Советское радио», 1973. 180 с.
6. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексного переменного. М., Гостехиздат, 1951. 615 с.
7. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М., «Наука», 1965. 703 с.
8. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М., «Наука», 1966. 576 с.
9. Вазов В. Асимптотические разложения решений обыкновенных дифференциальных уравнений. М., «Мир», 1968. 464 с.
10. Курош А. Г. Курс высшей алгебры. М., Физматгиз, 1962. 431 с.
11. Коддингтон Э. А., Левинсон Н. Теория обыкновенных дифференциальных уравнений. М., Изд-во иностр. лит., 1958. 576 с.

[4.7.1975]

◊ ◊ ◊

УДК 621.372.061

## Анализ линейной электрической цепи методами переноса ее элементов

Канд. техн. наук ШАКИРОВ М. А.

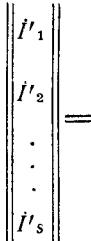
ЛПИ им. М. И. Калинина

Существующие методы расчета электрических цепей включают два этапа — составление уравнений равновесия и их решение. В статье предлагается метод расчета и анализа линейных цепей в однородных координатах, не требующий составления уравнений равновесия и основанный на преобразованиях схемы цепи путем переноса ее элементов. Попутно устанавливается ряд положений, имеющих теоретическое значение.

**Перенос элементов электрической цепи.** Наиболее просто осуществляются переносы источников э. д. с. и токов вдоль контуров и через сечения [Л. 1 и 2]. Пользуясь теоремами компенсации, определяющими условия замены пассивных элементов цепи зависимыми источниками, можно также получить различные способы переноса ее пассивных элементов, что дает возможность упрощать схему цепи путем последовательного устранения ее ветвей. Один вид таких преобразований — перенос *z*-ветвей через *z*-сечения и *y*-ветвей вдоль *y*-контуров рассмотрен в [Л. 3]. Назовем их преобразованиями переноса I рода. Перенос *y*-ветви вдоль *y*-контура иллюстрируется на рисунке, а, б. Ветвь,

из которой перенесена проводимость, размыкается. Проводимости оставшихся ветвей контура изменяются на величину перенесенной проводимости. Между ними вводятся взаимные управляющие связи по напряжению. Обе схемы остаются эквивалентными по напряжениям ветвей.

В основе настоящей работы лежит другой способ упрощения цепи — преобразования переноса II рода: исключение *z*-ветви переносом ее вдоль *z*-контура и исключение *y*-ветви переносом ее через *y*-сечение. Соответствующие правила преобразования можно получить, если от схемы рисунка, б с *y*-ветвями перейти к схеме с *z*-ветвями. Для схемы на рисунке, б справедливо уравнение:



$$= \left| \begin{array}{cccc} \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_0} \right), & \frac{1}{Z_0}, & \dots & \frac{1}{Z_0} \\ \frac{1}{Z_0}, & \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_0} \right), & \dots & \frac{1}{Z_0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{Z_0}, & \frac{1}{Z_0}, & \dots & \left( \frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_0} \right) \end{array} \right| \times \times \left| \begin{array}{c} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \vdots \\ \dot{U}_s \end{array} \right|, \quad (1)$$

решая которое относительно напряжений ветвей, найдем:

$$= \left| \begin{array}{cccc} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \vdots \\ \dot{U}_s \end{array} \right| = \left| \begin{array}{cccc} \left( Z_1 - \frac{Z^2_1}{D} \right), & -\frac{Z_1 Z_2}{D}, & \dots & -\frac{Z_1 Z_s}{D} \\ -\frac{Z_2 Z_1}{D}, & \left( Z_2 - \frac{Z^2_2}{D} \right), & \dots & -\frac{Z_2 Z_s}{D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{Z_s Z_1}{D}, & -\frac{Z_s Z_2}{D}, & \dots & \left( Z_s - \frac{Z^2_s}{D} \right) \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} I'_1 \\ I'_2 \\ \vdots \\ I'_s \end{array} \right|, \quad (2)$$

где  $D = Z_0 + Z_1 + \dots + Z_s$ .

Это соотношение дает возможность перейти к эквивалентной по напряжению ветвей схеме (рисунок, в), отличающейся от предыдущей тем, что

управляющие связи по напряжению заменены связями по току. Из сравнения рисунков, а и в следует правило:

при исключении  $z$ -ветви переносом ее сопротивления вдоль  $z$ -контура без управляющих связей сопротивление  $Z_k$  оставшейся  $k$ -й ветви контура уменьшается на величину  $Z_{k0}/D$ ; между всеми оставшимися ветвями контура вводится попарно взаимная связь по току при одинаковой маркировке ветвей относительно какого-либо обхода контура с коэффициентом связи между  $k$ -й и  $l$ -й ветвями  $Z'_{kl} = -Z_k Z_l / D$ , где  $D$  — сумма всех сопротивлений исходного контура.

Для получения преобразований при наличии в ветвях исходного  $z$ -контура (без управляющих связей) источников э. д. с. можно вначале перенести все имеющиеся в контуре источники э. д. с. во внешние контуры, а затем, реализовав перенос сопротивления по описанному выше правилу, вернуть их обратно в оставшиеся ветви. Осуществление переноса  $z$ -ветви вдоль  $z$ -контура с управляющими связями требует изменения параметров как ветвей исключаемого контура, так и внешних к контуру ветвей, с которыми имелись управляющие связи. Так как в принципе возможны управляющие связи между всеми ветвями цепи, то может потребоваться пересчет параметров всей схемы. Вывод преобразований в этом случае можно получить, предварительно заменив управляющие связи источниками и воспользовавшись затем методом переноса ветви вдоль контура с источниками э. д. с.

Правила преобразования для общего случая исключения ветви с сопротивлением  $Z_0$  и источником э. д. с.  $E_0$  переносом ее вдоль контура  $z$ -схемы, имеющего управляющие по току связи как внутри контура (при одинаковой их ориентации относительно какого-либо обхода контура с коэффициентами связи, в общем случае,  $Z_{0k} \neq Z_{k0}$ , ...,  $Z_{lk} \neq Z_{kl}$ , ...), так и с внешними ветвями (с коэффициентами связи  $Z_{a0} \neq Z_{0a}$ , ...,  $Z_{b0} \neq Z_{0b}$ , ...,  $Z_{ak} \neq Z_{ka}$  ...), иллюстрируются табл. 1. Предполагается, что источники э. д. с. контура ориентированы одинаково относительно какого-либо обхода контура. Через  $\mathcal{E}$  обозначена сумма э. д. с., входивших в исходный контур;  $D$  — сумма сопротивле-

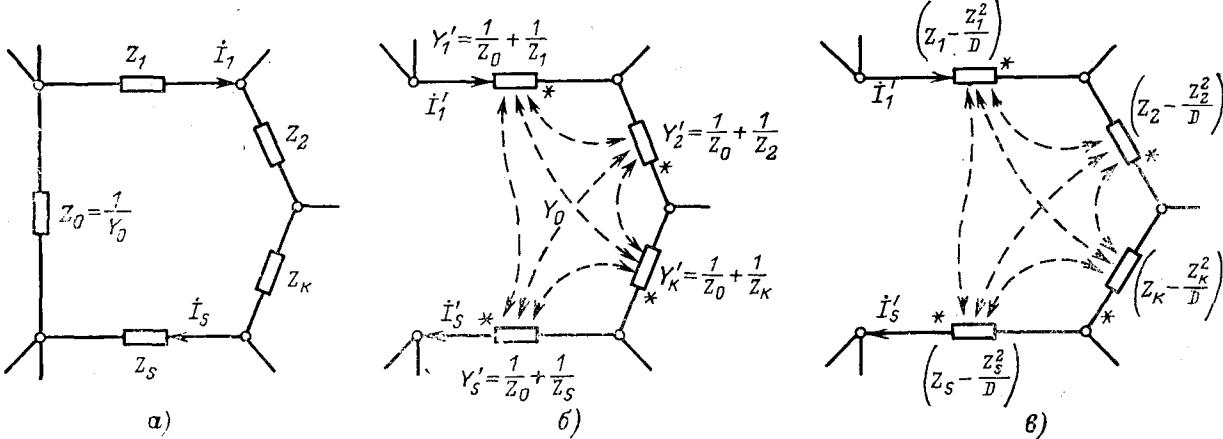


Схема к выводу правила переноса сопротивления вдоль контура.

ний ветвей контура; величина  $D_{\square}$  равна сумме всех управляющих связей внутри исключаемого контура, т. е.

$$D_{\square} = Z_{01} + Z_{10} + Z_{02} + Z_{20} + \dots + Z_{12} + \\ + Z_{21} + \dots + Z_{kl} + Z_{lk} + \dots$$

Значения  $D_{k\square}$  и  $D_{\alpha\square}$  равны суммам управляющих связей соответственно к  $k$ -й и  $\alpha$ -й ветвям от ветвей контура.

$$D_{k\square} = Z_{k0} + Z_{k1} + \dots + Z_{ks}; \\ D_{\alpha\square} = Z_{\alpha 0} + Z_{\alpha 1} + \dots + Z_{\alpha s}.$$

Величины  $D_{\square k}$  и  $D_{\square \alpha}$  равны суммам управляющих связей соответственно от  $k$ -й и  $\alpha$ -й ветвей к ветвям контура:

$$D_{\square k} = Z_{0k} + Z_{1k} + \dots + Z_{sk}; \\ D_{\square \alpha} = Z_{0\alpha} + Z_{1\alpha} + \dots + Z_{s\alpha}.$$

Получающаяся в результате этих преобразований цепь остается эквивалентной исходной по напряжению между узлами, а также по токам в тех ветвях, которые не входили в исключаемый контур.

При несовпадении ориентации маркировки управляющей связи ветви, входящей в исключаемый контур, с общей ориентацией других ветвей контура ее следует изменить, т. е. «привести к общей ориентации». В программах для ЭВМ эта операция может быть реализована путем сравнения знаков элементов строки матрицы контуров, соответствующей исключаемому контуру.

Соотношения табл. 1 можно представить в более удобной для проведения расчетов форме. Выделим левой и правой штриховкой в исходной матрице ветвей  $z$ -схемы столбцы и строки, соответствующие ветвям исключаемого контура:

	$0$	$\alpha$	$k$	$l$	$s$	$\beta$
$0$						
$\alpha$						
$Z_{\beta=k}$						
$l$						
$s$						
$\beta$						

Индексом „0“ помечена исключаемая ветвь. Нетрудно заметить, что величины  $(Z_k + D_{k\square})$  и  $D_{\alpha\square}$  получаются суммированием элементов матрицы с правой штриховкой, находящихся соответственно в строках  $k$  и  $\alpha$ , а значения  $(Z_k + D_{\square k})$  и  $D_{\square \alpha}$  можно найти суммированием элементов матрицы с левой штриховкой, расположенных соответственно в столбцах  $k$  и  $\alpha$  матрицы ветвей. Новая управляющая связь между любой парой ветвей  $z$ -схемы после переноса ветви вдоль контура может быть определена по формуле

$$Z'_{pq} = Z_{pq} - \frac{A_p B_q}{Q}, \quad (3)$$

где  $A_p$  — сумма всех элементов  $p$ -й строки исходной матрицы ветвей с правой штриховкой;  $B_q$  — сумма всех элементов  $q$ -го столбца матрицы с левой штриховкой. Для симметричных матриц  $B_q = A_q$ . Величина

$$Q = \sum_{(p)} A_p = \sum_{(q)} B_q,$$

причем суммирование проводится лишь по индексам  $p$  (или  $q$ ), совпадающим с номерами ветвей исключаемого контура. При  $q=p$  выражение (3) определяет новое значение сопротивления  $p$ -й ветви. Для вычисления новой э. д. с. в  $p$ -й ветви имеем:

$$\dot{E}'_p = \dot{E}_p - \mathcal{E} \frac{A_p}{Q}. \quad (4)$$

Соотношения (3) и (4) показывают, что правила пересчета параметров электрической  $z$ -схемы с любым числом связей по току при переносе ветви вдоль контура оказываются весьма простыми и удобными для составления машинных программ.

Используя принцип дуальности, на основании полученных результатов нетрудно сформулировать правила для преобразования  $y$ -схем путем переноса  $y$ -ветви через узел (или сечение), в результате которого исключаемая  $y$ -ветвь закорачивается.

**Расчет  $z$ -схемы методом переноса ветвей вдоль контуров.** Выделим в заданной  $z$ -схеме цепи, имеющей любое число управляющих связей по току, какое-либо дерево. Если последовательно одно за другим перенести все ветви дополнения вдоль контуров, образованных соответствующей ветвью дополнения и ветвями дерева (вместе с [Л. 4] такие контуры будем называть главными), то останется эквивалентная по напряжению между узлами схема, содержащая только ветви дерева. В такой схеме нет контуров, поэтому токи всех ветвей в ней равны нулю. Поскольку в этом случае влияние всех управляющих по току связей сводится к нулю, то напряжение ветви в получившейся схеме будет определяться только имеющимся в ней независимым источником э. д. с. Таким образом, одним лишь преобразованием исходной  $z$ -схемы к эквивалентной схеме, содержащей только ветви дерева, удается сразу найти все напряжения ветвей дерева, не прибегая к составлению уравнений равновесия цепи.

В качестве примера в табл. 2 приведены основные этапы расчета описываемым методом  $z$ -цепи постоянного тока, взятой из [Л. 5]. Вначале пронумерованы ветви дополнения, а затем ветви дерева, выделенные на топологической схеме утолщенными линиями. Штрихами в матрице ветвей отмечаются строка и столбец ветви, подлежащей очередному переносу, а жирными скобками выделены столбцы ветвей, входящих в исключаемый контур. В вычислительных программах для ЦВМ номера этих столбцов можно определять по строке матрицы главных контуров, соответствующей исключаемому контуру. В табл. 2 эти строки также выделяются штриховкой.

Построчным суммированием элементов указанных столбцов рассчитываются величины  $A_p$  (объединенные в табл. 2 в вектор  $\mathbf{A}$ ), необходимые для пересчета по формулам (3) и (4) параметров новой схемы после осуществления переноса ветви. Таким образом, приведенный в каждой позиции таблицы вектор  $\mathbf{A}$  используется для расчетов параметров схемы в следующей позиции. В рассматриваемом примере исходная матрица ветвей симметричная, следовательно  $B_p = A_p$ . Отмеченные жирными скобками элементы векторов  $\mathbf{E}_p$  и  $\mathbf{A}$ , номера которых также совпадают с номерами ветвей исключаемого контура, используются для определения величин  $\mathcal{E}$  и  $Q$ , необходимых для расчета параметров схемы в следующей позиции табл. 2.

Таблица 1

Параметр	Ветвь		
	контура	внешняя к контуру	
Сопротивление ветви	$Z'k = Z_k - \frac{(Z_k + D_{k\alpha})(Z_k + D_{\alpha k})}{D + D_\alpha}$	$Z'_{\alpha} = Z_\alpha - \frac{D_{\alpha\beta}D_{\beta\alpha}}{D + D_\alpha}$	$Z'_{\beta} = Z_\beta - \frac{D_{\beta\alpha}D_{\alpha\beta}}{D + D_\beta}$
Коэффициент управляемой связи по току	от ветвей контура	$Z'_{kl} = Z_{kl} - \frac{(Z_k + D_{k\alpha})(Z_l + D_{\alpha l})}{D + D_\alpha}$	$Z'_{\alpha k} = Z_{\alpha k} - \frac{D_{\alpha\beta}(Z_k + D_{\beta k})}{D + D_\alpha}$
	от ветвей, внешних к контуру	$Z'_{k\alpha} = Z_{k\alpha} - \frac{(Z_k + D_{k\alpha})D_{\alpha\beta}}{D + D_\alpha}$	$Z'_{\beta\alpha} = Z_{\beta\alpha} - \frac{D_{\beta\alpha}D_{\alpha\beta}}{D + D_\beta}$
Электродвижущая сила в ветви	$\dot{E}'_k = \dot{E}_k - \mathcal{E} \frac{Z_k + D_{k\alpha}}{D + D_\alpha}$	$\dot{E}'_\alpha = \dot{E}_\alpha - \mathcal{E} \frac{D_{\alpha\beta}}{D + D_\alpha}$	$\dot{E}'_\beta = \dot{E}_\beta - \mathcal{E} \frac{D_{\beta\alpha}}{D + D_\beta}$

Примечание.  $\alpha, \beta$  — индекс внешней ветви; параметры без штриха относятся к исходной схеме, параметры со штрихом — к преобразованной.

Если принять направления напряжений ветвей совпадающими с направлениями ветвей на топологической схеме, то полученные значения э. д. с. ветвей будут равны с обратными знаками напряжениям ветвей дерева для всех схем табл. 2, т. е.  $U_5=39,2$ ;  $U_6=25,78$ ;  $U_7=5,75$ ;  $U_8=35,58$ ;  $U_9=75,5$ .

Для простоты изложения направления ветвей на топологической схеме (и, следовательно, маркировка ветвей для появляющихся в процессе переноса управляемых связей) были выбраны так, чтобы при расчете величин  $A_p$  и  $B_q$  не было необходимости «приводить» направления ветвей к направлению обхода главного контура, совпадающему с направлением ветви дополнения. Как уже указывалось, эту процедуру проведения нетрудно реализовать с помощью анализа знаков ненулевых элементов строки матрицы главных контуров, соответствующей исключаемому контуру. Заметим, что операцию «приведения» с последующим суммированием соответствующих элементов матрицы  $Z_b$  с целью получения вектора  $A$  (а также  $B$ ) можно рассматривать как результат произведения соответствующей строки полной матрицы контуров на матрицу ветвей.

Дуальным к рассмотренному будет расчет токов ветвей дополнения  $y$ -схем методом последовательного переноса всех ветвей дерева через сечения в ветви дополнения, в результате чего получится схема, состоящая только из  $y$ -контуров. Токи источников в ветвях этой схемы будут равны токам в ветвях дополнения исходной цепи.

Описанный алгоритм расчета  $z$ - и  $y$ -схем без составления их уравнений равновесия был проверен на ЦВМ «Наира-2».

**Расчет многополюсных и «гибридных» схем.** Возможность получения эквивалентной  $z$ -схемы, состоящей только из ветвей дерева, открывает новые пути расчета сложных цепей по частям. Если выделенная многополюсная  $z$ -подсхема не имеет управляемых связей с другими многополюсниками, то операция по исключению всех ее контуров может быть проведена изолированно от общей схемы. Например, схему, приведенную в п. 1 табл. 2 можно рассматривать как многополюсник, являющийся частью какой-либо большой схемы, причем связь его с общей схемой осуществляется через его узлы. Выполненные в табл. 2 преобразования позволяют заменить этот многополюсник с девятью ветвями эквивалентным многополюсником с пятью ветвями. Режим в остальной части общей схемы при этом не изменится.

Если схема состоит только из  $z$ -ветвей, то, выделяя в ней многополюсники, не связанные один с другим управляемыми связями, и упрощая их рассмотренным методом, можно получить  $z$ -схему со значительно меньшим числом ветвей, расчет которой можно затем также завершить методом переноса ветвей вдоль контуров.

В случае «гибридной» схемы, состоящей из  $z$ - и  $y$ -ветвей, можно раздельно упрощать  $z$ - и  $y$ -блоки, что позволяет составить уравнение равновесия цепи в смешанных координатах с меньшим числом неизвестных напряжений и токов.

Получаемые с помощью преобразований переноса II рода упрощения отдельных частей схемы могут быть использованы при расчетах цепей по частям как по методу Г. Крона (для определения параметров моделей подцепей в виде «звезд» [Л. 6]), так и по методу Г. Е. Пухова (для определения «матричных и векторных параметров» подсхем с «уравненными числами полюсов» [Л. 7]).

**Режим оперативного проектирования линейных схем.** Преобразования переноса II рода обладают интересным свойством, позволяющим создавать удобные программы для проведения анализа цепей в режиме диалога человек — машина. Для  $z$ -цепей это свойство проявляется в том, что параметры независимых ветвей дополнения (т. е. хорд, не имеющих управляемых связей с другими ветвями схемы) при переносе какой-либо из них вдоль главного контура остаются без изменения (см. ветви хорд в табл. 1). Это дает возможность построить процедуру расчета  $z$ -цепей следующим образом. За основу берется схема, состоящая только из ветвей дерева заданной цепи. Далее, задав информацию о координатах первой независимой хорды в пространстве ветвей дерева (для чего достаточно указать ветви дерева, инцидентные главному контуру, построенному на этой хорде) и о ее параметрах, осуществляется ее перенос. В результате вновь получается схема-дерево, ветви которой содержат информацию о первой хорде. Затем аналогичным образом переносится 2-я хорда, 3-я и т. д. Таким образом, из самой сути рассматриваемого метода вытекает, что нет необходимости предусматривать

в программах ввод данных о всех независимых хордах схемы. Информацию о них можно подавать постепенно в процессе расчета цепи. Возможности таких программ по числу ветвей цепи будут ограничиваться лишь числом ветвей дерева исходной

схемы. Число независимых ветвей дополнения может быть как угодно велико.

Любую ранее внесенную независимую хорду можно убрать, для чего следует осуществить перенос вдоль ее контура дополнительной хорды, сопро-

№	Топологическая схема и матрица главных контуров	Матрица ветвей	Вектор э.д.с $E_b$ расчета $\mathcal{E}$	Расчет А и Q																																																																																									
1	 $\begin{matrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 1 & & \\ 4 & & & 1 & 1 \end{matrix}$	<table border="1"> <tr><td>1</td><td>10</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>2</td><td></td><td>50</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>3</td><td></td><td></td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>4</td><td></td><td></td><td></td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>10</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>10</td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>10</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>8</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>10</td><td></td></tr> <tr><td>9</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>5</td></tr> </table>	1	10									2		50								3			5							4				5						5					10					6						10				7							10			8								10		9									5	$E = 50$ $Q = 55$
1	10																																																																																												
2		50																																																																																											
3			5																																																																																										
4				5																																																																																									
5					10																																																																																								
6						10																																																																																							
7							10																																																																																						
8								10																																																																																					
9									5																																																																																				
2	 $\begin{matrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 1 & & \\ 4 & & & 1 & 1 \end{matrix}$	<table border="1"> <tr><td>2</td><td>50</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>3</td><td></td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>4</td><td></td><td></td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td>8,18</td><td>-1,82</td><td>-1,82</td><td>-1,82</td><td>-0,91</td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,82</td><td>8,18</td><td>-1,82</td><td>-1,82</td><td>-0,91</td></tr> <tr><td>7</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,82</td><td>8,18</td><td>-1,82</td><td>-0,91</td></tr> <tr><td>8</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,82</td><td>8,18</td><td>-0,91</td></tr> <tr><td>9</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-0,91</td><td>4,54</td></tr> </table>	2	50									3		5								4			5							5				8,18	-1,82	-1,82	-1,82	-0,91		6					-1,82	8,18	-1,82	-1,82	-0,91	7						-1,82	8,18	-1,82	-0,91	8							-1,82	8,18	-0,91	9								-0,91	4,54	$E = -77,3$ $Q = 63,62$										
2	50																																																																																												
3		5																																																																																											
4			5																																																																																										
5				8,18	-1,82	-1,82	-1,82	-0,91																																																																																					
6					-1,82	8,18	-1,82	-1,82	-0,91																																																																																				
7						-1,82	8,18	-1,82	-0,91																																																																																				
8							-1,82	8,18	-0,91																																																																																				
9								-0,91	4,54																																																																																				
3	 $\begin{matrix} 1 & 1 & & \\ 2 & 1 & 1 & & \\ 3 & 1 & 1 & & \\ 4 & & & 1 & 1 \end{matrix}$	<table border="1"> <tr><td>3</td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>4</td><td></td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>5</td><td></td><td></td><td>7,71</td><td>-1,43</td><td>-1,43</td><td>-1,43</td><td>-1,14</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td></td><td></td><td>-1,43</td><td>7,86</td><td>-2,14</td><td>-2,14</td><td>-0,71</td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,43</td><td>-2,14</td><td>7,86</td><td>-2,14</td><td>-0,71</td></tr> <tr><td>8</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,43</td><td>-2,14</td><td>-2,14</td><td>7,86</td></tr> <tr><td>9</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-1,14</td><td>-0,71</td><td>-0,71</td></tr> </table>	3	5									4		5								5			7,71	-1,43	-1,43	-1,43	-1,14			6				-1,43	7,86	-2,14	-2,14	-0,71		7					-1,43	-2,14	7,86	-2,14	-0,71	8						-1,43	-2,14	-2,14	7,86	9							-1,14	-0,71	-0,71	$E = 80,72$ $Q = 17,71$																				
3	5																																																																																												
4		5																																																																																											
5			7,71	-1,43	-1,43	-1,43	-1,14																																																																																						
6				-1,43	7,86	-2,14	-2,14	-0,71																																																																																					
7					-1,43	-2,14	7,86	-2,14	-0,71																																																																																				
8						-1,43	-2,14	-2,14	7,86																																																																																				
9							-1,14	-0,71	-0,71																																																																																				
4	 $\begin{matrix} 1 & 1 & & \\ 2 & 1 & 1 & & \\ 3 & 1 & 1 & & \\ 4 & & & 1 & 1 \end{matrix}$	<table border="1"> <tr><td>4</td><td>5</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>5</td><td></td><td>5,48</td><td>-3,71</td><td>-0,16</td><td>-0,16</td><td>-0,48</td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td></td><td>-3,71</td><td>5,52</td><td>-0,85</td><td>-0,85</td><td>-0,04</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td></td><td></td><td></td><td>-0,16</td><td>-0,85</td><td>7,14</td><td>-2,86</td><td>-1,09</td><td></td></tr> <tr><td>8</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-0,16</td><td>-0,84</td><td>-2,86</td><td>7,14</td><td>-1,09</td></tr> <tr><td>9</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-0,48</td><td>-0,04</td><td>-1,09</td><td>4,23</td></tr> </table>	4	5									5		5,48	-3,71	-0,16	-0,16	-0,48				6			-3,71	5,52	-0,85	-0,85	-0,04			7				-0,16	-0,85	7,14	-2,86	-1,09		8					-0,16	-0,84	-2,86	7,14	-1,09	9						-0,48	-0,04	-1,09	4,23	$E = 113,3$ $Q = 14,19$																														
4	5																																																																																												
5		5,48	-3,71	-0,16	-0,16	-0,48																																																																																							
6			-3,71	5,52	-0,85	-0,85	-0,04																																																																																						
7				-0,16	-0,85	7,14	-2,86	-1,09																																																																																					
8					-0,16	-0,84	-2,86	7,14	-1,09																																																																																				
9						-0,48	-0,04	-1,09	4,23																																																																																				
5	 $\begin{matrix} 1 & 1 & & \\ 2 & 1 & 1 & & \\ 3 & 1 & 1 & & \\ 4 & & & 1 & 1 \end{matrix}$	<table border="1"> <tr><td>5</td><td>5,45</td><td>-3,75</td><td>-0,34</td><td>0,11</td><td>-0,34</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td><td>3,75</td><td>5,47</td><td>-1,09</td><td>-0,47</td><td>0,16</td><td></td><td></td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td></td><td></td><td>-0,34</td><td>-1,09</td><td>6,04</td><td>-1,18</td><td>-0,21</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>8</td><td></td><td></td><td></td><td>0,11</td><td>-0,47</td><td>-1,18</td><td>4,58</td><td>-2,43</td><td></td></tr> <tr><td>9</td><td></td><td></td><td></td><td></td><td>-0,34</td><td>0,16</td><td>-0,21</td><td>-2,43</td><td>3,54</td></tr> </table>	5	5,45	-3,75	-0,34	0,11	-0,34					6		3,75	5,47	-1,09	-0,47	0,16				7			-0,34	-1,09	6,04	-1,18	-0,21			8				0,11	-0,47	-1,18	4,58	-2,43		9					-0,34	0,16	-0,21	-2,43	3,54	$E = 39,2$ $Q = 25,78$ $E = -5,75$ $Q = 35,58$ $E = 75,5$																																								
5	5,45	-3,75	-0,34	0,11	-0,34																																																																																								
6		3,75	5,47	-1,09	-0,47	0,16																																																																																							
7			-0,34	-1,09	6,04	-1,18	-0,21																																																																																						
8				0,11	-0,47	-1,18	4,58	-2,43																																																																																					
9					-0,34	0,16	-0,21	-2,43	3,54																																																																																				

тивление которой равно с обратным знаком сопротивлению устранимой хорды. Это дает возможность вносить изменения в топологию цепи и параметры ее элементов в процессе расчета, не пересчитывая заново получающиеся при этом новые схемы.

Если отдельные части из множества ветвей дерева не имеют друг с другом управляющих связей, то их также можно подключать в процессе расчета цепи при переносе хорд, главные контуры которых охватывают ветви различных частей дерева. Можно также осуществлять оперативное подключение совокупности хорд, имеющих между собой управляющие связи, но не имеющих таковых с остальной частью схемы.

**К теории преобразований электрических цепей.** Нетрудно показать, что известные элементарные преобразования двух параллельных соединений  $z$ -ветвей с источниками э. д. с. (и без них) в одну эквивалентную ветвь и преобразование соединения звездой в эквивалентный треугольник (и наоборот), можно получить методами переноса элементов электрической цепи. Более того, оказывается, что и более сложные преобразования, получаемые обычно на основе разбиения матрицы системы уравнений электрической цепи, можно реализовать последовательным исключением ветвей схемы описываемыми в работе методами. Для иллюстрации воспользуемся результатами табл. 2. Для двухконтурной цепи в п. 3 этой таблицы можно написать следующую систему контурных уравнений:

$$\begin{aligned} 17,71I_3 - 5,42I_4 &= 80,72; \\ -5,42I_3 + 15,87I_4 &= 88,57, \end{aligned} \quad \left. \right\}$$

что полностью соответствует уравнениям для рассматриваемых токов, полученных в [Л. 5] методом разбиения матрицы.

**Определение схемных функций цепи и их чувствительности.** Матрица ветвей дерева, образовавшаяся в результате переноса всех ветвей дополнения  $z$ -схемы, содержит важную информацию о свойствах исходной цепи.

Положим, что в исходной  $z$ -цепи не было источников э. д. с. Из сказанного ранее следует, что режимы в ветви с источником, который будет подключен параллельно какой-либо ветви дерева в исходной и в преобразованной (до полного исключения дополнения) схемах, будут одинаковы (поскольку ветвь с источником можно рассматривать как внешний двухполюсник, подключенный к преобразуемому многополюснику без источников). Но в преобразованной схеме ток будет протекать только в ветви, к зажимам которой подключен источник. Влияние же остальных ветвей сводится к нулю. Значит входное сопротивление цепи по отношению к рассмотренным зажимам будет равно собственному сопротивлению ветви дерева в преобразованной схеме. Таким образом, сопротивления ветвей схемы, состоящей только из ветвей дерева (т. е. диагональные элементы матрицы ветвей этой схемы) представляют собой входные сопротивления исходной цепи со стороны зажимов, к которым подсоединенны ветви дерева. Недиагональные элементы матрицы ветвей схемы-дерева являются пе-

редаточными сопротивлениями между ветвями дерева исходной цепи.

Для рассмотренного выше примера имеем:  $Z_{bx5}=5,45$ ;  $Z_{bx8}=4,56$ ;  $Z_{per(5,6)}=-3,75$ ;  $Z_{per(7,9)}=-0,21$  и т. д.

Для получения  $Z_{bx}$  и  $Z_{per}$   $z$ -схемы можно воспользоваться программой расчета цепи по предложенному выше алгоритму, для чего достаточно после исключения ветвей дополнения вывести из памяти ЦВМ интересующие элементы матрицы ветвей схемы-дерева.

По известным значениям  $Z_{bx}$  и  $Z_{per}$  для ветвей дерева можно также найти входные и передаточные функции для ветвей дополнения. Для рассматриваемого примера имеем:

$$\begin{aligned} Z_{bx3} &= Z_{bx5} + Z_{bx8} + Z_{per(5,6)} + Z_{per(6,5)} = 5,45 + 5,47 - \\ &- 3,75 - 3,75 = 3,42. \end{aligned}$$

Получившаяся в процессе расчета  $z$ -цепи матрица передаточных сопротивлений между ветвями ее дерева может быть использована для расчета чувствительности схемных функций цепи. Для этого естественно воспользоваться соотношениями, выражющими чувствительность передаточных сопротивлений к изменению сопротивления ветви  $Z_i$  через сами передаточные сопротивления [Л. 8]:

$$\frac{\partial Z_{per(p,q)}}{\partial Z_i} = \frac{Z_{per(p,i)} Z_{per(i,q)}}{Z^2_i}.$$

Оценим влияние изменения сопротивления  $Z_5=10$  на входное сопротивление со стороны зажимов 6-й ветви и на передаточное сопротивление между 6 и 9-й ветвями для исходной цепи рассмотренного ранее примера. Пользуясь матрицей ветвей из п. 5 табл. 2, получаем:

$$\begin{aligned} \frac{\partial Z_{bx6}}{\partial Z_5} &= \frac{Z_{65}Z_{56}}{Z^2_5} = \frac{(-3,75)^2}{10^2} = 0,14; \\ \frac{\partial Z_{per(9,6)}}{\partial Z_5} &= \frac{Z_{95}Z_{56}}{Z^2_5} = \frac{(-0,34)(-3,75)}{10^2} = 0,0127. \end{aligned}$$

Хорошо известные соотношения, связывающие различные схемные функции, позволяют по известной матрице передаточных сопротивлений для ветвей дерева цепи найти также и другие схемные функции и их чувствительности.

**Выводы.** 1. Полученные преобразования переноса II рода дают возможность «взглянуть» на известные и казавшиеся весьма разнородными преобразования (параллельных ветвей, треугольника в звезду, преобразования на основе разбиения матриц на блоки) с общей позиции — наглядного структурного изменения схемы.

2. С помощью переноса II рода удается получить алгоритмы анализа линейных цепей, не требующие составления их уравнений равновесия, что дает возможность создания компактных и гибких программ расчета цепей, предназначенных для использования в диалоговом режиме. Компактность программ достигается за счет реализации всех преобразований на поле исходной матрицы ветвей и вектора источников, а гибкость — благодаря возможности получения режима в цепи при изменении ее топологии или параметров пересчетом режима в этой же цепи до ее изменения.

Одновременно с токами или напряжениями определяются также схемные функции, что позволяет практически одновременно производить расчеты чувствительности любых схемных функций линейной цепи.

3. Расчет цепей методами переноса II рода дают возможность создавать эффективные алгоритмы для исследования сложных систем по частям.

Приведенные в работе результаты позволяют сформулировать две теоремы:

Схему любой  $z$ -цепи можно представить в виде эквивалентной ей (по напряжению между узлами) схемы-дерева, матрица ветвей которой является матрицей передаточных сопротивлений для ветвей дерева исходной цепи.

Вторая теорема формулируется для  $y$ -цепи на основе принципа дуальности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атабеков Г. И. Курс ТОЭ. М., «Энергия», 1966, ч. 1.
2. Шакиров М. А. Применение метода переноса источни-

ков для расчета и анализа линейных электрических цепей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 11.

3. Шакиров М. А. Перенос линейных пассивных элементов в электрической цепи. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1975, № 5.

4. Сигорский В. Н., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем, 1970.

5. Карни Ш. Теория цепей. М., «Связь», 1973. 24 с.

6. Крон Г. Исследования сложных систем по частям — диакоптика. М., «Наука», 1972.

7. Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей. Киев, «Наукова думка», 1967.

8. Spinei F. Variation theorems for nonreciprocal electrical networks. — «Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. Energ.», 1973, vol. 18, № 3, p. 393—410.

[8.7.1975]



УДК 621.314.5:621.315.024

## Демпфирование высокочастотных колебаний напряжения в высоковольтных преобразователях

Инженеры НАХОДКИНА В. Г., ТАРАСОВ А. Н., доктор техн. наук ТОЛСТОВ Ю. Г.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Быстрое развитие силовых тиристоров и опыт их применения в мощных преобразовательных установках в различных отраслях промышленности и транспорта привели к созданию высоковольтных тиристорных блоков (ВТБ) для электропередач постоянного тока. Применение в схемах высоковольтных преобразователей ВТБ, состоящих из большого числа последовательно-параллельно соединенных тиристоров, потребовало более тщательного демпфирования высокочастотных колебаний напряжения, возникающих в преобразователе при каждом выключении ВТБ. Вместе с некоторыми аварийными режимами именно эти коммутационные переходные процессы оказывают основное влияние на экономические показатели, массу и габариты ВТБ [Л. 1].

Слабое демпфирование коммутационных переходных процессов требует более высокого изоляционного уровня оборудования, в том числе более высокого уровня минимального пробивного напряжения разрядников и, следовательно, большего числа последовательно соединенных тиристоров, что, собственно, увеличивает массу, габариты и стоимостные показатели ВТБ. Сильное демпфирование высокочастотных колебаний напряжения увеличивает потери и размеры элементов демпфирующей цепочки, что также отрицательно влияет на экономические показатели ВТБ.

Как известно, демпфирование высокочастотных колебаний напряжения, возникающих в преобразователе при выключении вентилей, осуществляется шунтированием колебательных  $LC$ -контуров цепочками  $RC$ . Расчету этих цепочек и выбору места их включения в трехфазных мостовых преобразователях с ионными вентилями посвящено достаточно большое число работ [Л. 1—10]. В настоящее время считается целесообразным такое демпфирование, при котором кратность перенапряжений на

вентиля при его выключении или ударный коэффициент составляет 1,2—1,3, а время нарастания до первого максимума не превышает 100—200 мксек [Л. 1]. Преимущественное применение находит включение демпфирующих цепочек  $RC$  параллельно вентилю, так как в этом случае не происходит существенного утяжеления условий включения вентиля и не требуется дополнительная цепочка  $RC$ , шунтирующая полюсы преобразователя. Возможно также включение демпфирующих цепочек  $RC$  параллельно схемным обмоткам преобразовательного трансформатора (по схеме звезда или треугольник), в этом случае необходима дополнительная цепочка  $RC$ , включаемая на полюсы моста [Л. 4].

В [Л. 4 и 9] разработана методика выбора параметров демпфирующих цепочек по заданной форме кривой анодного напряжения, которое возникает на вентилях после его выключения. Разработанная методика является весьма сложной и трудоемкой, поскольку практически всегда требуется выполнить несколько расчетов для ряда предварительных значений параметров демпфирующих цепочек. Демпфирующий эффект цепочек  $RC$  оценивается затем по уменьшению первого максимума колебательной составляющей анодного напряжения и увеличению промежутка времени до его наступления (по сравнению с этими показателями при отсутствии демпфирования).

Трудность расчета колебаний анодного напряжения заключалась в необходимости решения характеристических уравнений шестого и более высоких порядков. В [Л. 6—8] развит метод разложения трехфазной мостовой схемы на простейшие, которым соответствуют характеристические уравнения третьего порядка, что позволило несколько упростить решение задачи. Дальнейшее развитие этого метода получил в [Л. 10], где для расчета колебаний анодного напряжения применен метод симметрич-

ных составляющих, позволяющий также получить более простые эквивалентные схемы (по сравнению с исходной). При этом для каждой составляющей (прямой, обратной и нулевой) отдельные параметры объединяются в эквивалентные, что, естественно, не позволяет выявить влияние вариации каждого отдельного параметра на процесс демпфирования колебаний анодного напряжения.

Современное состояние вычислительной техники позволяет с высокой степенью точности интегрировать системы дифференциальных уравнений достаточно высокого порядка. Поэтому представляется целесообразным для решения задачи демпфирования колебаний анодного напряжения применить методы математического моделирования на ЦВМ. Математическое моделирование позволяет провести детальный анализ колебательных процессов в преобразователе, возникающих при выключении ВТБ, и учесть достаточное количество переменных параметров, влияющих на оптимальное решение задачи демпфирования.

**Эквивалентная расчетная схема.** Проведем анализ колебательных процессов, возникающих при выключении ВТБ, для схемы одномостового преобразователя (рис. 1). В схеме преобразователя все распределенные емкости оборудования заменены сосредоточенными, демпфирующие цепочки  $RC$  включены параллельно каждому ВТБ. Трансформатор преобразователя заменен эквивалентной схемой, в которой индуктивности  $L_t$  представляют собой приведенные индуктивности рассеяния сетевых и схемных обмоток трансформатора, а также могут учитывать эквивалентную индуктивность системы переменного тока. Кроме того, будем считать, что параметры внешней цепи со стороны полюсов (например, других преобразовательных мостов в многомостовой преобразовательной подстанции) не оказывают влияния на колебательные процессы при выключении ВТБ, и они полностью локализуются внутри рассматриваемых схем преобразователя.

При нормальной работе мостовой схемы попарно проводят два или три ВТБ, так называемый режим 2—3. Предположим, что проводили ВТБ 1 и 2, и происходит коммутация тока с ВТБ 1 на ВТБ 3. При коммутации напряжение на ВТБ 3 падает практически до нуля в течение нескольких микросекунд. Ток в ВТБ 3 нарастает до значения  $I_d$ , в то время как в ВТБ 1 ток уменьшается до нуля. Найдем анодное напряжение на ВТБ 1 после его выключения. Будем считать, что все тиристоры ВТБ выключаются строго одновременно. Тогда, если не учитывать сопротивление проводящих ВТБ 2 и 3 и представить их короткозамкнутыми цепями, схему рис. 1 можно преобразовать к виду, показанному на рис. 2, где интересующий нас ВТБ 1 сохранен в схеме, а все остальные непроводящие ВТБ заменены соответствующими демпфирующими цепями  $R_d C_d$ .

Следует отметить, что максимальные перенапряжения при выключении ВТБ будут при  $\alpha + \gamma \approx 90^\circ$ , когда  $e_a = -e_c = \frac{E}{2}$  и  $e_b = 0$ , где  $E$  — амплитуда линейного напряжения.

Для общности результатов анализ колебательных процессов, возникающих при выключении ВТБ,

проведем в относительных единицах, для чего введем новую переменную  $\tau = t/\sqrt{2L_t C_t}$  и функцию  $x_i = q_i/C_t E$ . Тогда для схемы рис. 2, а будет справедлива следующая система дифференциальных уравнений, приведенная к нормальному виду:

$$\frac{dY}{d\tau} = AY + E, \quad (1)$$

где  $Y$  — вектор переменных, представляющих контурные заряды и токи;  $A$  — квадратная матрица элементов схемы;  $E$  — вектор, представляющий э. д. с. вторичных обмоток преобразовательного трансформатора;

$$dY = \begin{vmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_5 \end{vmatrix}; \quad Y = \begin{vmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_5 \end{vmatrix}; \quad E = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3}(2a+b) & -\frac{2}{3}(1-b) & \frac{2}{3}(1+a) \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3}(a-b) & -\frac{2}{3}(2+b) & \frac{2}{3}(2+a) \\ 1/\delta\mu_1 & 1 & 0 & 0 & 2c/\delta & 2b/\delta & 2a/\delta \\ 0 & 0 & 1/\delta\mu_1 & 1 & b/\delta & -d/\delta & 1/\delta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a/\delta & 1/\delta & -e/\delta \end{vmatrix}.$$

Параметры элементов преобразователя приведены в системе уравнений (1) к относительным величинам:

$$\mu_1 = C_d/C_t; \quad \mu_2 = C_n/C_t; \quad \mu_3 = C_m/C_t;$$

$$\rho_k = \sqrt{2L_t/C_t}; \quad \delta = R_d/\rho_k. \quad (2)$$

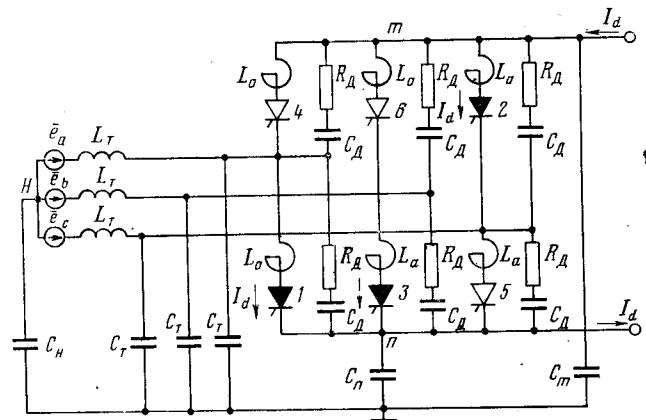


Рис. 1. Схема трехфазного преобразовательного моста.  $C_t, C_n, C_m, C_r$  — емкость на землю фазы трансформатора, нейтрали трансформатора, полюсов преобразовательного моста соответственно;  $L_t$  — индуктивность рассеяния трансформатора;  $L_a$  — индуктивность анодного реактора;  $R_d, C_d$  — демпфирующая цепочка полюс — фаза;  $e_a, e_b, e_c$  — мгновенные значения э. д. с. фаз преобразовательного трансформатора;  $I_d$  — ток преобразователя;  $l$  — ВТБ моста.

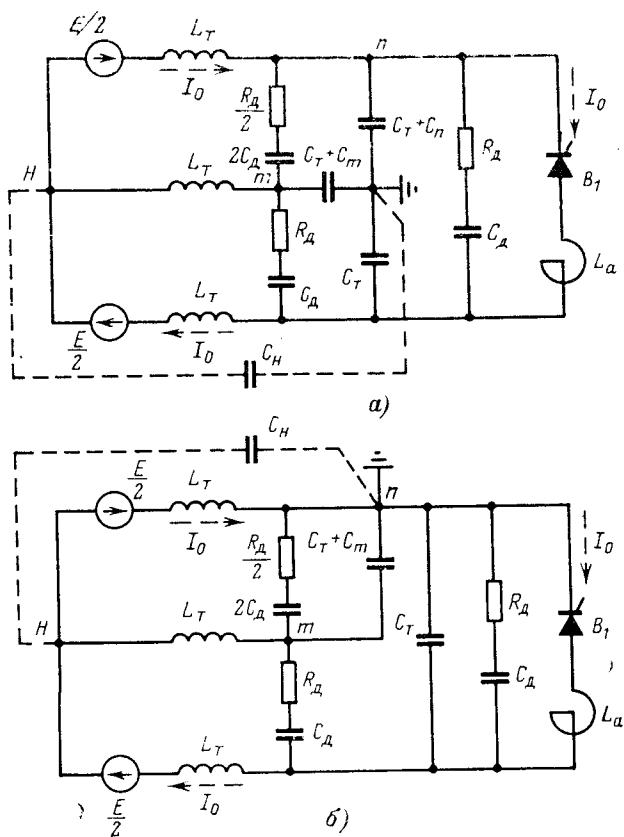


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета высокочастотной составляющей анодного напряжения ВТБ.

*a* — мост с незаземленными полюсами; *б* — с заземленным полюсом.

Для сокращения записи квадратной матрицы **A** дополнительно введены следующие обозначения:

$$a = \frac{1}{1 + \mu_2}; \quad b = \frac{1}{1 + \mu_3}; \quad c = a + b + \frac{1}{2\mu_1},$$

$$d = 1 + b + \frac{1}{\mu_1}; \quad e = 1 + a + \frac{1}{\mu_1}.$$

Для рис. 2, б система дифференциальных уравнений может быть получена из системы (1) предельным переходом при  $\mu_2 \rightarrow \infty$ .

Принятая система уравнений (1) с коэффициентами (2) позволяет проанализировать колебательные процессы, возникающие при выключении ВТБ, в широком диапазоне изменения параметров преобразователя. С этой целью на ЦВМ Минск-32 было произведено решение задачи для значений коэффициентов (2), соответствующих соотношениям параметров реальных высоковольтных преобразователей.

Рассмотрим отдельно влияние каждого из этих элементов на колебательные процессы, возникающие при выключении ВТБ.

**Влияние параметров демпфирующей цепочки.** На ЦВМ было произведено решение системы уравнений (1) для значений коэффициентов  $\mu_1$  и  $\delta$ , изменяющихся в следующих пределах:  $\mu_1 = 2 - 10$ ;  $\delta = 0,1 - 4$ . По результатам расчета построены зависимости (рис. 3) ударного коэффициента и средней скорости нарастания напряжения от параметров демпфирующей цепочки.

Под ударным коэффициентом понимается отношение первого максимума колебательной составля-

ющей анодного напряжения к величине э. д. с. в контуре коммутации в момент выключения ВТБ:

$$K_{уд} = \frac{U_{1м}}{E}. \quad (3)$$

Отметим, что величина ударного коэффициента оказывает существенное влияние на экономичность ВТБ, поскольку она определяет максимальные повторяющиеся воздействия на тиристоры ВТБ и минимальное пробивное напряжение разрядника [Л. 1].

Как видно из рис. 3, кривые  $K_{уд} = f(\delta)$  и  $(\frac{du}{dt})_{cp}$  при  $\mu_1 = \text{const}$  имеют четко выраженный минимум, т. е. можно сказать, что для каждого значения емкости демпфирующей цепочки  $\mu_1$  существуют определенные значения демпфирующего сопротивления  $\delta$ , при которых ударный коэффициент и скорость нарастания напряжения получаются минимальными.

По мере увеличения  $\mu_1$  минимум кривых  $K_{уд} = f(\delta)$  и  $(\frac{du}{dt})_{cp} = f(\delta)$  при  $\mu_1 = \text{const}$  сдвигается в сторону меньших значений сопротивления демпфирующей цепочки, причем при увеличении  $\mu_1$  от 2 до 10 значение сопротивления демпфирующей цепочки  $\delta$ , соответствующее минимуму ударного коэффициента, уменьшается примерно с 2 до 1, а значение сопротивления демпфирующей цепочки  $\delta$ , соответствующее минимуму скорости нарастания обратного напряжения, будет менее 0,5.

Известно, что особенностью высоковольтных ртутных вентилей является зависимость частоты обратных зажиганий как от максимальной величины обратного напряжения, восстанавливающегося на вентиле, так и от скорости его нарастания [Л. 1]. Поэтому параметры демпфирующих цепочек преобразователей с ртутными вентилями должны выбираться по двум основным критериям:

- по величине ударного коэффициента;
- по критическому значению скорости нарастания обратного напряжения, задаваемому типом ртутного вентиля.

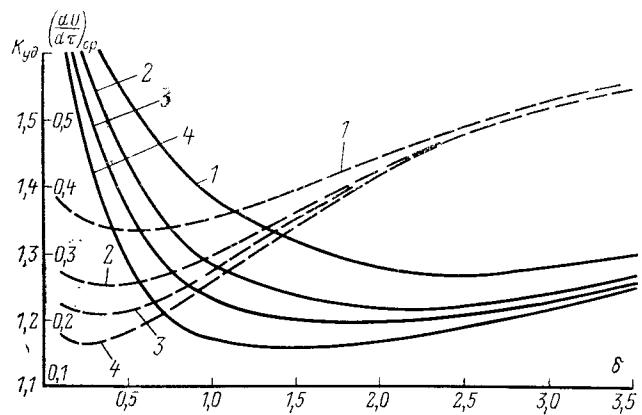


Рис. 3. Зависимость ударного коэффициента  $K_{уд}$  и средней скорости нарастания напряжения  $(\frac{du}{dt})_{cp}$  от параметров демпфирующей цепочки (заземленный полюс).

$$\text{—} K_{уд}; \quad \text{---} (\frac{du}{dt})_{cp}; \quad 1 - \mu_1 = 2; \quad 2 - \mu_1 = 4; \quad 3 - \mu_1 = 6; \quad 4 - \mu_1 = 10; \quad \mu_2 = \infty; \quad \mu_3 = 2.$$

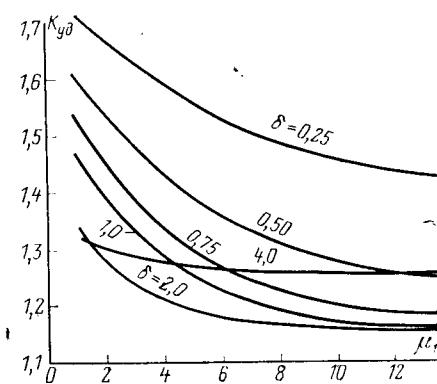


Рис. 4. Зависимость ударного коэффициента  $K_{уд}$  от емкости демпфирующей цепочки  $\mu_1$  (заземленный полюс;  $\mu_2 = \infty$ ,  $\mu_3 = 3$ ).

Очевидно, при выборе параметров предпочтение должно быть отдано меньшему значению  $\mu_1$ , требующему для своего осуществления конденсаторов демпфирующей цепочки меньшей емкости.

В отличие от высоковольтных ртутных вентилей ВТБ не критичны к скорости нарастания обратного напряжения [Л. 1], поэтому параметры демпфирующих цепочек преобразователей с ВТБ можно выбирать только по одному основному критерию, а именно, по требуемой величине ударного коэффициента, требуемое значение которого может быть получено выбором демпфирующего сопротивления, соответствующего минимуму ударного коэффициента.

Например, ударный коэффициент, равный 1,3, как для заземленной, так и для незаземленной группы вентилей, может быть получен уже при емкости демпфирующей цепочки, только в 2 раза превышающей паразитную емкость фазы трансформатора на землю ( $\mu_1=2$ ), при этом величина демпфирующего сопротивления должна быть выбрана равной  $\delta \approx 1,5$ . Естественно, выбор величины демпфирующего сопротивления по минимуму ударного коэффициента приводит к увеличению скорости нарастания обратного напряжения на вентилях. Однако учитывая, что ВТБ не критичны к скорости нарастания обратного напряжения, такой подход является вполне приемлемым и позволяет существенно облегчить демпфирующие цепочки по установленной емкости конденсаторов и мощности потерь резисторов.

Следует указать, что на потери мощности в демпфирующей цепочке величина сопротивления  $R_d$  влияет незначительно, причем минимум потерь мощности практически совпадает с минимальной величиной ударного коэффициента [Л. 11].

Иногда, как показали исследования высокочастотных колебаний тока, возникающих при включении ВТБ, требуется скоординировать величину демпфирующего сопротивления  $R_d$ , выбранную по минимуму ударного коэффициента, с условиями, обеспечивающими также и эффективное затухание колебаний тока при включении [Л. 12].

На рис. 4 приведены зависимости ударного коэффициента от емкости демпфирующей цепочки. Как видно из полученных графиков рис. 4, увеличение емкости демпфирующей цепочки  $\mu_1$  свыше 5

нецелесообразно, так как не приводит к существенному снижению ударного коэффициента, но зато значительно увеличивает потери мощности и габариты демпфирующей цепочки. Например, увеличение  $\mu_1$  в 2 раза (с 5 до 10) снижает  $K_{уд}$  в среднем только на 5—10%, потери же мощности в демпфирующей цепочке увеличиваются в 1,6—1,8 раза. Поэтому для полупроводниковых преобразователей более рационально получать заданное значение ударного коэффициента выбором оптимального значения сопротивления  $R_d$  при минимальных значениях емкости демпфирующей цепочки  $C_d$ .

На рис. 5 приведены расчетные кривые анодного напряжения после выключения ВТБ, показывающие влияние величины сопротивления демпфирующей цепочки  $\delta$  на форму кривой напряжения на ВТБ. Таким образом, полученные графические зависимости позволяют по заданному значению ударного коэффициента легко оптимизировать параметры демпфирующей цепочки.

**Влияние полюсной емкости.** Значения относительной полюсной емкости  $\mu_2 = \frac{C_n}{C_t}$  и  $\mu_3 = \frac{C_m}{C_t}$  для высоковольтных преобразователей могут изменяться в достаточно широких пределах от 1 до  $\infty$ . Последний предельный случай соответствует мосту с заземленным полюсом (рис. 2,б). В расчете приняты следующие значения полюсных емкостей:  $\mu_2 = 1, 2, 4, 6, 10, \infty$  и  $\mu_3 = 2$ . Принятые значения  $\mu_2$  и  $\mu_3$  дают достаточно полную картину влияния полюсных емкостей на величину ударного коэффициента.

Влияние емкости нейтрали трансформатора  $C_n$  (на рис. 2 она показана пунктиром) на ударный коэффициент незначительно: при изменении относительной величины  $\mu_4 = C_n/C_t$  от 0,5 до 2,0 ударный коэффициент увеличивается не более, чем на 1—3%.

Характерной особенностью ВТБ при выключении является задержка восстановления запирающих свойств, которая объясняется эффектом накопления зарядов в тиристорах. Во время этой

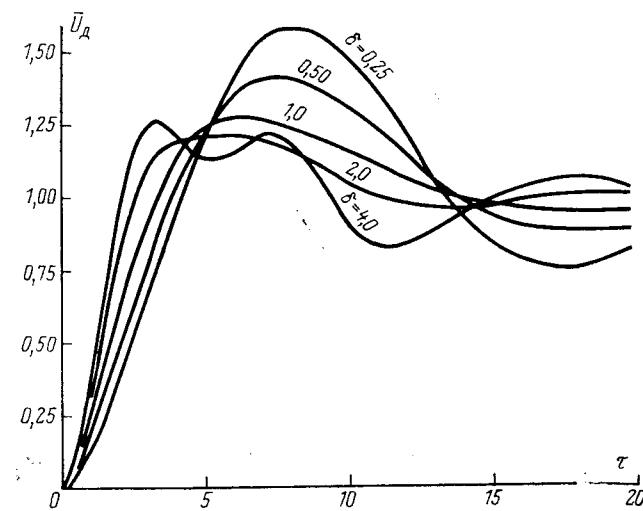


Рис. 5. Кривые обратного напряжения на ВТБ при различных параметрах демпфирующей цепочки (заземленный полюс,  $\mu_1=4$ ;  $\mu_2=\infty$ ,  $\mu_3=2$ ).

задержки через тиристоры ВТБ кратковременно проходит обратный ток  $I_0$  (на рис. 2 путь протекания тока  $I_0$  показан пунктирной стрелкой), значение которого определяется в основном собственными свойствами тиристоров, температурой полупроводниковой структуры и скоростью спада тока нагрузки  $I_d$  в выключающемся ВТБ. По окончании времени задержки обратный ток круто обрывается и находит в индуктивностях контура коммутации напряжение, которое накладывается на обратное напряжение ВТБ и может увеличить  $K_{ud}$ .

Исследования показали, что если  $I_0 < \frac{E}{\rho_k}$  (а для

высоковольтных преобразователей это действительно так), то увеличение ударного коэффициента не превышает 1—2%, т. е. неучет обратного тока не приводит к существенной погрешности.

В том случае, если  $I_0 > E/\rho_k$ , что более характерно для низковольтных преобразователей, параметры демпфирующей цепочки следует выбирать с учетом обратного тока тиристоров. При этом можно пользоваться методикой, изложенной в [Л. 1].

**Выводы 1.** Для каждого значения емкости конденсатора демпфирующей цепочки  $C_d$  существует оптимальное значение демпфирующего сопротивления  $R_d$ , при котором ударный коэффициент и соответственно амплитуда анодного напряжения после выключения ВТБ минимальны. Оптимальная величина демпфирующего сопротивления  $R_d$  соответствует значениям  $\delta = 0,75—1,5$ . Полученные графические зависимости ударного коэффициента от параметров элементов преобразователя позволяют относительно легко определять параметры демпфирующей цепочки без специальных расчетов.

2. Влияние емкостей полюсов и нейтрали трансформатора на величину ударного коэффициента незначительно. Для реальных значений указанных емкостей высоковольтных преобразователей изменение ударного коэффициента не превышает 5%.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Основные технические проблемы передачи электроэнергии постоянным током высокого напряжения. Итоги науки и техники. Под ред. Стукачева А. В., М., ВНИТИ, 1972.
- Adamson C., Hingorani N. High Voltage Direct Current Power Transmission. London, 1960.
- Баудиши К. Передача энергии постоянным током высокого напряжения. Пер. с нем. под ред. А. В. Поссе. М., Госэнергоиздат, 1958.
- Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. М., «Энергия», 1973.
- Bertele H., Wasserab T. Umschaltschwingungen in Stromrichter-Anlagen. — «Elektrotechnik und Maschinenbau», 1942, № 31/32.
- Акодис М. М. Регулирование скорости нарастания обратного напряжения в цепях с ионными вентилями. — «Электричество», 1952, № 10.
- Самоделкин В. Б. О расчете восстанавливавшегося напряжения на вентилях в трехфазной мостовой схеме. — «Электричество», 1952, № 12.
- Самоделкин В. Б. Демпфирование колебаний восстанавливающегося напряжения в трехфазной мостовой схеме. — «Электричество», 1954, № 4.
- Шехтман М. Г. Демпфирование колебаний анодного напряжения после погасания вентиля преобразователей. — Изв. НИИПТ, 1958, вып. 3.
- Лытава Р. А. Некоторые вопросы методики определения формы восстанавливающегося напряжения на ионных вентилях. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук, М., 1965, 24 с. (МЭИ).
- Beausejour Y., Karady G. Valve Damping Circuit for HVDS Systems. — «IEEE Trans. Power Appar. and Syst.» 1973, 92, № 5.
- Степанова В. Г., Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г. Анализ процесса включения вентилей в высоковольтных преобразователях. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1974, № 4.

[20.5.1975]



УДК 621.314.26.001.5

## Система управления циклопонвертором с автономным источником энергии на основе интегральных микросхем

Канд. техн. наук БЫКОВ Ю. М., инженеры НЕРУШ А. В., ПАР И. Т.

Москва

В целом ряде установок циклопонверторы пытаются от индивидуального генератора переменного тока, приводимого во вращение дизелем или турбиной с переменной частотой [Л. 1]. В некоторых из таких систем напряжение на выходе статического преобразователя регулируют, воздействуя на ток возбуждения генератора при неизменных углах включения тиристоров  $\alpha$  в выпрямительном и инверторном режимах.

Наличие лишь двух значений угла регулирования определяет целесообразность использования не широко распространенных «вертикальных» систем управления циклопонвертором [Л. 2], а рассмотренных ниже логических, построенных на интегральных микросхемах (ИМС) дискретной ветви. Последние в полной мере отвечают конструктивным

требованиям, предъявляемым к аппаратуре автономных установок, так как обеспечивают малую массу и габарит системы и повышают ее надежность за счет снижения количества паяных соединений.

В настоящее время выпускаются различные по своим характеристикам серии ИМС. Для систем управления циклопонверторами автономных установок в наибольшей степени подходят серии с транзисторно-транзисторными логическими элементами — TTL. Их положительно характеризуют большая функциональная сложность и перспективность развития в этом направлении, высокая помехоустойчивость, малая мощность потребления при требуемом быстродействии, наличие только одного источника питания [Л. 3 и 4].

Для наглядности ограничимся случаем, когда циклопонвертор имеет трехфазную мостовую схему и однофазный выход, т. е. 12 силовых тиристоров (рис. 1).

На входы системы управления поступают силовые питающие напряжения (*Вх. 1*), сигналы от датчика состояния вентилей (*Вх. 2*) и задатчика частоты (*Вх. 3*). На выходах возникают импульсы, подаваемые на управляющие переходы тиристоров.

Во-первых, эти импульсы должны удовлетворять требованиям, вытекающим из физики работы тиристоров. К ним относятся мощность импульса (напряжение и ток), крутизна его переднего фронта и пр. [Л. 2].

Во-вторых, импульсы должны иметь определенную длительность, чтобы при заданных параметрах силовой схемы циклопонвертора обеспечить надежное включение вентильных групп дважды за период выходного напряжения [Л. 5].

И, наконец, эти импульсы должны подаваться на тиристоры в моменты времени, определяемые указанными выше сигналами на входах системы управления.

Остановимся на последнем требовании. Вентильная группа, проводящая ток нагрузки одной полярности, в общем случае работает в трех режимах (осциллограммы рис. 2). В первом, выпрямительном, ток нагрузки  $i_n$  возрастает от нулевого значения при  $t=0$ , которое фиксируется датчиком состояния тиристоров (ДСТ). Выпрямление заканчивается при  $t=t_1$  по сигналу задатчика частоты (ЗЧ). Определим факт выпрямления некоторой дискретной функцией:

$$\left. \begin{array}{l} x_b = 1 \text{ при } 0 \leq t \leq t_1; \\ x_b = 0 \text{ при } t_1 \leq t \leq t_4. \end{array} \right\} \quad (1)$$

Для характеристики следующего, инверторного, режима, при котором ток нагрузки уменьшается до нуля при  $t=t_2$ , вводим другую дискретную функцию:

$$\left. \begin{array}{l} x_a = 1 \text{ при } t_1 \leq t \leq t_2; \\ x_a = 0 \text{ при } t \leq t_1 \text{ и } t_2 \leq t \leq t_5. \end{array} \right\} \quad (2)$$

В третьем режиме при  $t_2 \leq t \leq t_4$  вентильная группа «—» заперта. Здесь аналогичным образом переходя от выпрямительного режима к инверторному (в момент  $t_3$ ), работает группа вентилей «+», формируя полуволну тока нагрузки противоположного знака.

Для определения момента подачи управляющего импульса на данный силовой тиристор одних команд  $x_b$  и  $x_a$  недостаточно. Необходимо еще задать углы управления  $\alpha$  в выпрямительном и инверторном режимах, для чего вводим дискретные функции:

$$\left. \begin{array}{l} \delta_i = 1 \text{ в зоне углов выпрямления } i\text{-го тиристора;} \\ \delta_i = 0 \text{ вне зоны углов выпрямления } i\text{-го тиристора;} \end{array} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{array}{l} \varepsilon_i = 1 \text{ в зоне углов инвертирования } i\text{-го тиристора;} \\ \varepsilon_i = 0 \text{ вне зоны углов инвертирования } i\text{-го тиристора.} \end{array} \right\} \quad (4)$$

С учетом (1)–(4) запишем общее логическое уравнение, характеризующее условие наличия импульса на управляющем переходе  $i$ -го тиристора вентильной группы циклопонвертора:

$$z_i = \delta_i x_b + \varepsilon_i x_a. \quad (5)$$

В частных случаях выражение (5) упрощается. Работу управляемого выпрямителя характеризует только первый член дизъюнкции, а ведомого сетью инвертора — только второй.

Рассмотрим отдельные блоки системы управления, реализующей основное уравнение (5) с помощью ИМС серии TTL.

На вход формирователя импульсов, синхронизированных силовой сетью (ФСИ), поступает система питающих линейных напряжений. В них, в отличие от фазных, не возникает дополнительных переходов через нулевое значение, связанных с коммутационными процессами силовой схемы, хотя последние и приводят к существенным искажениям. Назначением ФСИ как раз и является приведение сложных по форме напряжений к шести прямоугольным, синхронным с ними. Математиче-

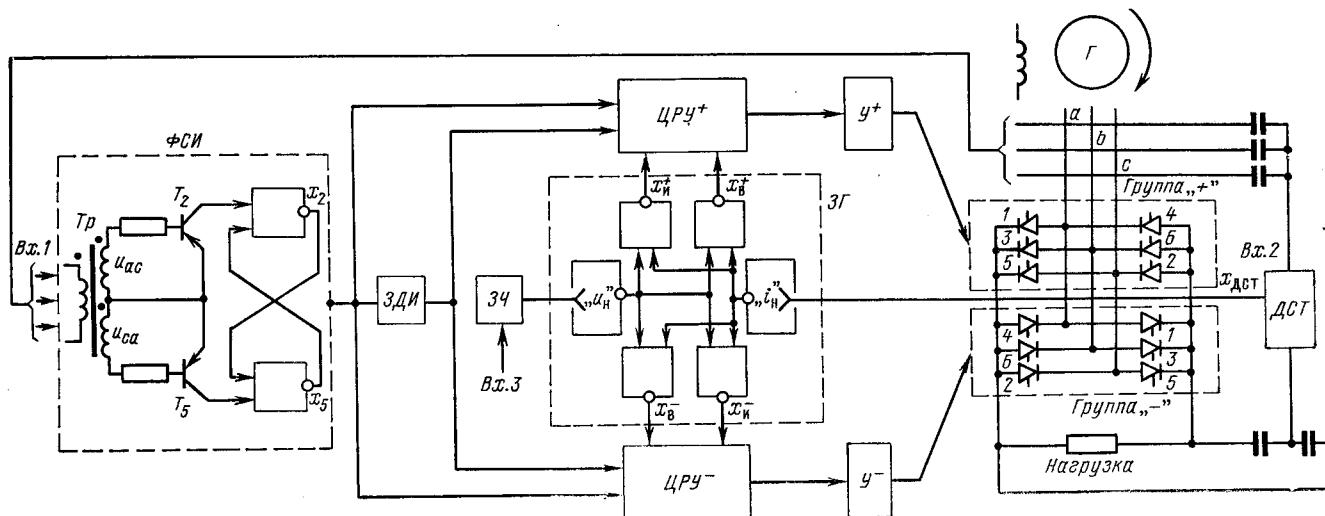


Рис. 1. Блок-схема системы управления циклопонвертором.

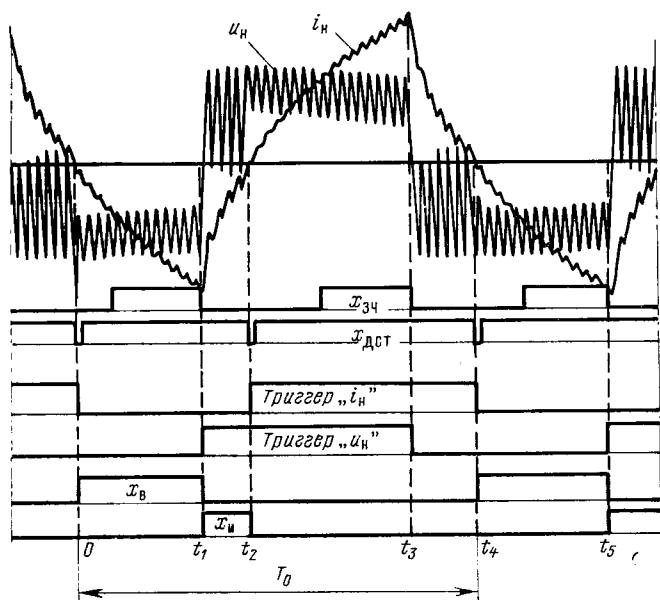


Рис. 2. Осциллограммы, иллюстрирующие работу задающего генератора.

ски эту операцию можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} x_1 = 1 \text{ при } u_{ab} > 0; x_4 = 1 \text{ при } u_{ba} > 0; \\ x_1 = 0 \text{ при } u_{ab} < 0; x_4 = 0 \text{ при } u_{ba} < 0; \\ x_3 = 1 \text{ при } u_{bc} > 0; x_6 = 1 \text{ при } u_{cb} > 0; \\ x_3 = 0 \text{ при } u_{bc} < 0; x_6 = 0 \text{ при } u_{cb} < 0; \\ x_5 = 1 \text{ при } u_{ca} > 0; x_2 = 1 \text{ при } u_{ac} > 0; \\ x_5 = 0 \text{ при } u_{ca} < 0; x_2 = 0 \text{ при } u_{ac} < 0. \end{array} \right\} \quad (6)$$

ФСИ состоит из трех одинаковых узлов. Схема одного из них показана на рис. 1, а работа иллюстрируется диаграммами (рис. 3). Силовое линейное напряжение  $u_{ac}$  прикладывается к первичной обмотке трансформатора  $T_p$ . Противофазные напряжения  $u_{ac}$  и  $u_{ca}$  со вторичных обмоток этого трансформатора поступают соответственно на транзисторы  $T_2$  и  $T_5$ , работающие в ключевом режиме. Первый из них открывается после перехода напряжения  $u_{ac}$  от отрицательных к положительным значениям и достижения порога чувствительности схемы при  $\omega_c t = \alpha_1$ . Образовавшийся на выходе  $T_2$  импульс перебрасывает триггерное устройство, собранное из двух схем «2И-НЕ» (например, в одном корпусе К1ЛБ33ЗА при использовании ИМС К133). В результате на выходе  $x_2$  вместо 0 появляется 1, что приводит к включению силового тиристора. Вследствие начавшегося в силовой схеме коммутационного процесса напряжение  $u_{ac}$  становится равным нулю, транзистор  $T_2$  запирается (на рис. 3 длительность провала в выходном напряжении  $T_2$  увеличена для наглядности). Только после окончания коммутации при  $\omega_c t \geq \alpha_1 + \gamma$  он снова открывается, пока напряжение  $u_{ac}$  не уменьшается до величины, равной порогу его чувствительности при  $\omega_c t = \pi - \alpha_1$ . Однако все эти процессы не изменяют состояния триггера, пока не произойдет переход противофазного напряжения  $u_{ca}$  от отрицательных к положительным значениям и последующее

кратковременное включение транзистора  $T_5$  при  $\omega_c t = \pi + \alpha_1$ .

Таким образом, триггерное устройство позволяет системе управления отстроиться от коммутационных искажений силового линейного напряжения. Выбрав режимы транзисторов  $T_2$  и  $T_5$  по цепям база — эмиттер, можно добиться высокой чувствительности ФСИ, т. е. практически  $\alpha_1 = 0$ .

Датчик состояния тиристоров обрабатывает второй поступающий на вход системы управления сигнал — состояние силовых тиристоров. Этот блок необходим при раздельном управлении вентильными группами циклопонвертора, когда очередную вентильную группу можно включать только при надежно запертых всех силовых тиристорах. В системах управления циклопонверторами с автономным источником энергии с характерными для них колебаниями входного напряжения и частотой выходного напряжения, достигающей 400 Гц, целесообразно использование активных ДСТ. Эти датчики определяют состояние тиристоров (заперты или открыты) с помощью контрольного сигнала высокой частоты 50—200 кГц [Л. 6].

Выходной сигнал ДСТ имеет только два уровня (рис. 2):

$x_{DCT} = 0$ , если все тиристоры заперты;

$x_{DCT} = 1$ , если хотя бы один тиристор открыт.

Задатчик частоты обрабатывает третий и последний сигналы на входе системы управления. Если первые два входных сигнала, обрабатываемые ФСИ и ДСТ, поступают из силовой схемы цикло-

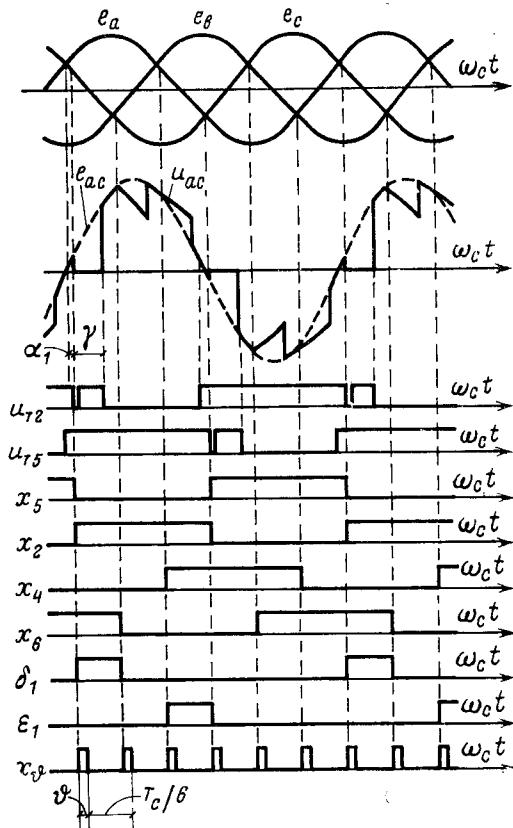


Рис. 3. Осциллограммы, иллюстрирующие обработку системой управления силовых линейных напряжений.

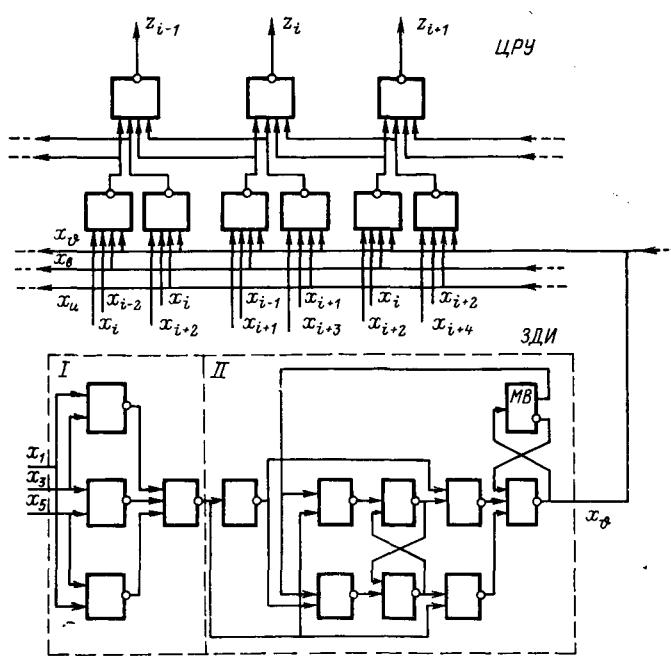


Рис. 4. Схема ЗДИ и части ЦРУ.

конвертора, т. е. являются его внутренними сигналами, то сигнал, задающий частоту, является внешним — идет из системы управления всей установкой. В системах частотного управления электроприводом переменного тока на вход ЗЧ подается переменный по величине сигнал. В установках, где на выходе циклодиодного преобразователя требуется напряжение стабильной частоты, в качестве ЗЧ можно использовать мультивибратор. Если и здесь применить ИМС серии K133 TTL-логики, то практически вся схема мультивибратора может быть реализована на одной ИМС К1ЛБ33ЗА, двух резисторах и одном конденсаторе [Л. 7]. Сигнал на выходе ЗЧ  $x_{\text{зЧ}}$  имеет только два уровня: 1 и 0 (рис. 2). Период работы ЗЧ равен половине периода выходного тока нагрузки циклодиодного преобразователя.

Задающий генератор (ЗГ) в соответствии с командами  $x_{\text{дст}}$  и  $x_{\text{зЧ}}$  задает длительность и чередование выпрямительного и инверторного режима обеих вентильных групп. На его выходах для групп «+» и «—» имеются по два определяемых (1) и (2) сигнала  $x_v$  и  $x_h$ , которые необходимы для решения основного логического уравнения (5).

Задающий генератор состоит из двух счетных триггеров с запуском по нулевому уровню сигнала [Л. 4] и четырех схем совпадения (рис. 1). Работа ЗГ поясняется осциллограммами рис. 2. Любому из четырех совпадений соответствует свой режим одной из групп тиристоров. Триггер « $i_h$ » перебрасывается при переходе  $x_{\text{зЧ}}$  от 1 к 0, например при  $t=t_1$ . В результате изменяется знак напряжения на выходе циклодиодного преобразователя, и, например при индуктивной нагрузке, происходит переход из режима выпрямления тока в режим инвертирования. Триггер « $i_v$ » перебрасывается при переходе  $x_{\text{дст}}$  от 1 к 0, например при  $t=t_2$ . В результате изменяется знак

тока на выходе циклодиодного преобразователя, т. е. включается другая группа тиристоров (на рис. 2 время, в течение которого  $x_{\text{дст}}=0$ , увеличено для наглядности).

Задатчик длительности импульсов (ЗДИ) формирует дискретный сигнал  $x_\theta$ , который целесообразно ввести, если тиристоры управляются «узкими» импульсами. Последние существуют, пока  $x_\theta=1$ . Изменяя уставку ЗДИ, можно регулировать длительность управляемых импульсов.

Задатчик длительности импульсов состоит из двух частей (рис. 4). Симметричная трехфазная система сигналов  $x_1, x_3, x_5$  с выхода ФСИ поступает на первую часть блока, состоящую из четырех схем совпадения. Несложно убедиться, что при совпадении любой пары сигналов на выходе этой части ЗДИ появляется импульс длительностью  $T_c/6$ . Последовательность этих импульсов со скважностью два поступает на вторую часть ЗДИ — триггерное устройство с обратной связью. На переднем и заднем фронтах каждого импульса входа формируется короткий ( $\vartheta < T_c/6 = \pi/3\omega_c$ ) импульс выхода. Регулирование длительности этих импульсов возможно вследствие включения в обратную связь ждущего мультивибратора [Л. 7], период работы которого определяет длительность импульсов на выходе ЗДИ. Сигнал  $x_\theta$  показан на рис. 3.

Центральное распределительное устройство (ЦРУ) по поступающим на его вход командам  $x_v, x_h, x_\theta$  и  $x_i$  ( $i=1, 2, 3, \dots, 6$ ) решает основное логическое уравнение (5). В результате на каждом из  $i$  его выходов (по числу тиристоров в одной вентильной группе) в определенный момент времени появляется импульс, который поступает на соответствующий усилитель мощности  $U$  и далее на управляющий переход соответствующего тиристора.

Работа ЦРУ, часть которого показана (рис. 4), не требует особых пояснений. Остановимся только на определении функций  $\delta_i$  и  $\varepsilon_i$ . Учитывая, что для полного использования генератора угол управления в выпрямительном режиме равен нулю, можно записать (см. рис. 3):

$$\delta_i = x_{i-1}x_{i+1}; i=1, 2, 3, \dots, 6. \quad (7)$$

Если трехфазная мостовая схема работает в инверторном режиме, то в большинстве случаев  $\alpha = -120^\circ$ , что связано с относительно большими коммутационными индуктивными сопротивлениями автономных генераторов. Поэтому (см. рис. 3)

$$\varepsilon_i = x_{i+1}x_{i+3}; i=1, 2, 3, \dots, 6. \quad (8)$$

Заметим, что в формулах (7) и (8) при получении индексов  $i+1>6$  и  $i+3>6$  следует принимать соответственно  $i-5$  и  $i-3$ .

С учетом (7) и (8), а также необходимости подачи на тиристор второго импульса при мостовой схеме и  $\vartheta \leq 2\pi/m$  получаем основное логическое уравнение (5) в виде:

$$\begin{aligned} z_i = & x_{i-1}x_{i+1}x_vx_\theta + x_ix_{i+2}x_vx_\theta + \\ & + x_{i+1}x_{i+3}x_hx_\theta + x_{i+2}x_{i+4}x_hx_\theta. \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнение (9), записанное в нормальной дизъюнктивной форме, легко поддается преобразованиям. В зависимости от серии ИМС существует опти-

мальный (с точки зрения полноты использования модулей) вариант реализации этого уравнения. Так, ЦРУ на ИМС серии К113 выполняется в виде кольцевой схемы, часть которой показана (рис. 4), при этом функциональные возможности 18 элементов «4И-НЕ» в девяти корпусах (К1ЛБ334) используются полностью.

Рассмотренные принципы построения системы управления тиристорным циклопонвертором с помощью дискретной ветви интегральных микросхем были положены в основу нескольких систем управления, созданных на базе ИМС TTL-логики серии К133. При испытаниях они обеспечили четкую работу циклопонвертора в условиях глубоких изменений частоты, силового питающего напряжения и при углах коммутации, достигающих  $60^\circ$  в трехфазной мостовой схеме.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Злочевский В. С. Системы электроснабжения пассажирских самолетов. М., «Машиностроение», 1971.
2. Шипилло В. П., Булатов О. Г. Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями. М.—Л., «Энергия», 1966.
3. Каган Б. М., Каневский М. М. Цифровые вычислительные машины и системы. М., «Энергия», 1974.
4. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1972.
5. Быков Ю. М., Книгин В. М. Исследование процесса запуска тиристорных возбудителей. — «Электричество», 1967, № 4.
6. Быков Ю. М., Неруш А. В., Пар И. Т. Устройства контроля состояния тиристоров циклопонверторов с раздельным управлением. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 3.
7. Mogens Ravn. Simple clock generation has guaranteed start up. — «Electronic Design», 1971, vol. 19, № 13.

[18.12.1974]



УДК 621.313.32.017.3.001.24

## Диаграмма тока и уравнения синхронной явнополюсной машины с учетом потерь в стали

Канд. техн. наук ЖУЛОВЯН В. В.

Новосибирск

Потери в стали и в меди обмоток якоря оказывают влияние на статические и динамические характеристики синхронных машин. Особенно сильно это влияние в маломощных синхронных машинах, которые широко применяются в различных системах автоматического управления и обладают относительно низким к. п. д. В частности, к. п. д. синхронных двигателей с электромагнитной редукцией скорости не превышает 0,4 [Л. 1], при этом потери в стали соизмеримы с потерями в меди обмотки якоря. По этой причине диаграмма тока, полученная с учетом только активного сопротивления обмотки якоря [Л. 2], не обеспечивает достаточной точности.

Основной трудностью учета потерь в стали является то обстоятельство, что исходная система уравнения их не учитывает. Для устранения этой трудности может быть использована схема замещения, как это делается при анализе трансформаторов и асинхронных машин [Л. 3].

Для получения схемы замещения синхронной явнополюсной машины воспользуемся уравнениями электрического равновесия, составленными в осях ротора [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= I_d r_1 - I_q x_1; \\ U_q &= I_d x_d + I_q r_1 + E_0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Проведем преобразование системы уравнений, смысл которого будет понятен в дальнейшем. Представим индуктивные сопротивления по продольной

$x_d$  и поперечной осям  $x_q$  через индуктивное сопротивление рассеяния  $x_1$  и соответствующие сопротивления продольной  $x_{ad}$  и поперечной  $x_{aq}$  реакции якоря:

$$\left. \begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_1; \\ x_q &= x_{aq} + x_1. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

С учетом (2) систему (1) представим в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{ad} &= U_d - I_d r_1 + I_q x_1 = - I_q x_{aq}; \\ U_{aq} &= U_q - I_q r_1 - I_d x_1 = I_d x_{ad} + E_0. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь  $U_{ad}$ ,  $U_{aq}$  являются составляющими напряжения  $U_a$ , уравновешивающего э. д. с. машины от результирующего поля. Это можно показать как с помощью векторной диаграммы, так и аналитически. В последнем случае связь переменных в фазных координатах с соответствующими переменными в осях ротора представляется [Л. 4]:

$$\dot{I}_1 = I_d + jI_q; \quad \dot{U}_1 = \dot{U}_d + jU_q; \quad \dot{U}_a = \dot{U}_{ad} + j\dot{U}_{aq}, \quad (4)$$

тогда из (3) с помощью (4) получим:

$$\dot{U}_a = \dot{U}_{ad} + jU_{aq} = \dot{U}_1 - I_1 z_1, \quad (5)$$

где  $z_1 = r_1 + jx_1$ .

Выразим составляющие  $U_{ad}$  и  $U_{aq}$  через  $U_a$  и угол  $\theta'$ , образуемый вектором  $U_a$  с поперечной осью машины  $q$ :

$$U_{ad} = U_a \sin \theta'; \quad U_{aq} = U_a \cos \theta' \quad (6)$$

и, разрешая систему (3) относительно токов  $I_d$ ,  $I_q$ , с учетом (6) получим:

$$I_d = \frac{U_a \cos \theta' - E_0}{x_{ad}}; \quad I_q = -\frac{U_a \sin \theta'}{x_{ad}}. \quad (7)$$

Ток в обмотке якоря

$$I_1 = I_A + jI_R, \quad (8)$$

где в свою очередь активная и реактивная составляющие тока связаны с продольной и поперечной составляющими тока следующими линейными соотношениями [Л. 2]:

$$I_A = I_q \cos \theta' + I_d \sin \theta'; \quad I_R = I_q \sin \theta' - I_d \cos \theta'. \quad (9)$$

С учетом (7) — (9) получим после ряда преобразований выражение для тока:

$$\begin{aligned} I_1 = & -j0,5(1+k_{ad}) \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} + j0,5(1-k_{ad}) \times \\ & \times \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} e^{j2\theta'} + j \frac{\dot{E}_0}{x_{ad}} e^{j\theta'}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $k_{ad} = x_{aq}/x_{ad}$ .

Для лучшего представления схемы замещения, соответствующей выражению (10), рассмотрим порознь составляющие тока  $I'_1$ , вызванную напряжением  $\dot{U}_a$ , и  $I''_1$ , обусловленную э. д. с.  $E_0$ :

$$\begin{aligned} I'_1 = & -j0,5(1+k_{ad}) \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} + \\ & + j0,5(1-k_{ad}) \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} e^{j2\theta'}; \end{aligned} \quad (11a)$$

$$I''_1 = E_0 e^{j\theta'}/x_{ad}. \quad (11b)$$

Выделим из тока  $I'_1$  значение тока  $I'_{10}$ , получаемое при  $\theta'=0$ :

$$I'_{10} = -j\dot{U}_a/x_{ad}. \quad (12)$$

Остальная часть тока  $I'_1$  будет равна:

$$I_{10} = I'_1 - I'_{10} = -j0,5(1-k_{ad})(1-e^{j2\theta'}) \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}}. \quad (13)$$

Сопротивления параллельных ветвей, соответствующие токам  $I'_{10}$  и  $I'_1$ , из (12) и (13) получаются равными:

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= jx_{ad}; \quad z_\theta = r_\theta + jx_\theta; \\ r_\theta &= -\frac{x_{ad}k_{ad}}{(1-k_{ad}) \operatorname{tg} \theta'}; \quad x_\theta = \frac{x_{ad}k_{ad}}{(1-k_{ad})}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

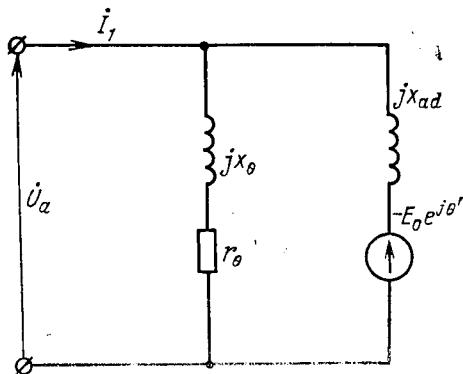


Рис. 1. Схема замещения синхронной машины без учета потерь в стали.

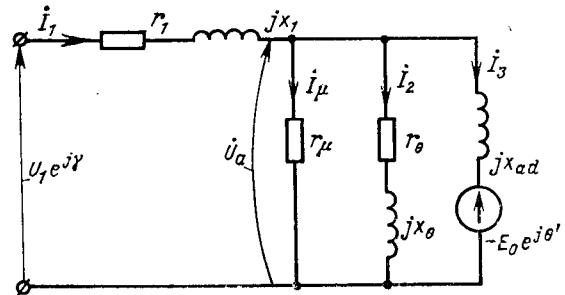


Рис. 2. Схема замещения синхронной машины с учетом потерь в стали.

Из (11б) можно видеть, что сопротивление для тока  $I'_{10}$  равно  $jx_{ad}$ . В результате схема замещения, соответствующая току, будет выглядеть так, как это показано на рис. 1. При  $E_0=0$  схема замещения соответствует случаю синхронной реактивной машины и была впервые получена О. Б. Певзнером [Л. 5].

Полную схему замещения синхронной явнополосной машины, приведенную на рис. 2, получим, добавив к схеме на рис. 1 сопротивление  $z_1$  в соответствии с (5) и активное сопротивление  $r_\mu$ , на котором выделяются потери в стали, обусловленные результирующим потоком.

Основной ценностью схем рис. 1 и 2 является наглядность и возможность учета потерь в стали. Непосредственное использование указанных схем для расчетов затрудняется тем, что между напряжением на зажимах  $\dot{U}_1$  и напряжением  $\dot{U}_a$  имеется фазовый сдвиг на угол  $\gamma$ . Углы  $\gamma$  и  $\theta$ , как видно из векторной диаграммы рис. 3, связаны с углом  $\theta'$  следующим соотношением:

$$\theta = \theta' + \gamma. \quad (15)$$

Связь между углами  $\theta$  и  $\theta'$  выражается довольно громоздким нелинейным соотношением, зависящим, как показано в [Л. 6], от параметров и э. д. с. холостого хода.

Схема замещения рис. 2 и соответствующая ей векторная диаграмма рис. 3 позволяют получить уравнения синхронной машины в осях ротора и выражение зависимости тока  $I_1$  от полного напряжения и угла  $\theta$  с учетом потерь в стали. Для этого найдем на рис. 3 составляющие тока  $I_1$  по продольной и поперечной осям. При этом учтем, что ток  $I_{0\mu}$  совпадает по фазе с напряжением  $\dot{U}_a$ , составляющая тока, вызванная э. д. с. холостого хода, как видно из (11б), совпадает с отрицательным направлением продольной оси, ток  $I_2 = I'_{10}$  всегда направлен по поперечной оси машины. Последнее не трудно установить, используя соотношение (14).

С учетом сделанных замечаний получим выражения для продольной и поперечной составляющих тока:

$$\left. \begin{aligned} I_d &= -\frac{E_0}{x_{ad}} + \frac{U_a}{x_{ad}} \cos \theta' + \frac{U_a}{r_\mu} \sin \theta'; \\ I_q &= -\frac{U_a (1-k_{ad})}{x_{ad} k_{ad}} \sin \theta' - \\ &- \frac{U_a}{x_{ad}} \sin \theta' + \frac{U_a}{r_\mu} \cos \theta'. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Разрешая систему (16) относительно  $U_{ad} = U_a \sin \theta'$  и  $U_{aq} = U_a \cos \theta'$ , получим:

$$\left. \begin{aligned} U_{aq} &= \sigma \left[ I_d x_{ad} + I_q \frac{x_{ad} x_{ad}}{r_\mu} + E_0 \right]; \\ U_{ad} &= \sigma \left[ -I_q x_{ad} + I_d \frac{x_{ad} x_{ad}}{r_\mu} + E_0 \frac{x_{ad}}{r_\mu} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Для получения полной системы уравнений синхронной машины необходимо учесть сопротивления  $r_1$  и  $x_1$ . Этого можно достичь, воспользовавшись соотношением (3), учитывая, что выражения для составляющих  $U_{ad}$ ,  $U_{aq}$  не изменятся при введении составляющих тока, обусловленных потерями в стали. В результате найдем после ряда преобразований:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= U_1 \sin \theta = I_d \bar{r}_1 - I_q \bar{x}_q + E_0 b_q; \\ U_q &= U_1 \cos \theta = I_d \bar{x}_d + I_q \bar{r}_1 + E_0 \sigma, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{x}_d &= x_{ad}\sigma + x_1; \quad \bar{x}_q = x_{aq}\sigma + x_1; \\ r_1 &= r_{cp}\sigma + r_1; \quad b_q = x_{aq}\sigma/r_\mu; \\ \sigma &= r_\mu^2/(r_\mu^2 + x_{ad}x_{aq}); \\ r_{cp} &= \frac{x_{ad}x_{aq}}{r_\mu}. \end{aligned}$$

Следует обратить внимание на то, что система (18) имеет принципиальное отличие от исходной системы (1), которое заключается в появлении связи между продольным контуром и обмоткой возбуждения. Указанная связь определяется величиной  $E_0 b_q$ .

Решив систему (18), найдем значения токов  $I_d$ ,  $I_q$ , которые определяются уже в зависимости от напряжения  $U_1$  и угла  $\theta$ :

$$\left. \begin{aligned} I_d &= \xi [\bar{\alpha} \sin \theta + k_d \cos \theta - (\bar{\alpha} n_d + k_d n_q)]; \\ I_q &= \xi [\bar{\alpha} \cos \theta - \sin \theta - (\bar{\alpha} n_q - n_d)], \end{aligned} \right\} \quad (18a)$$

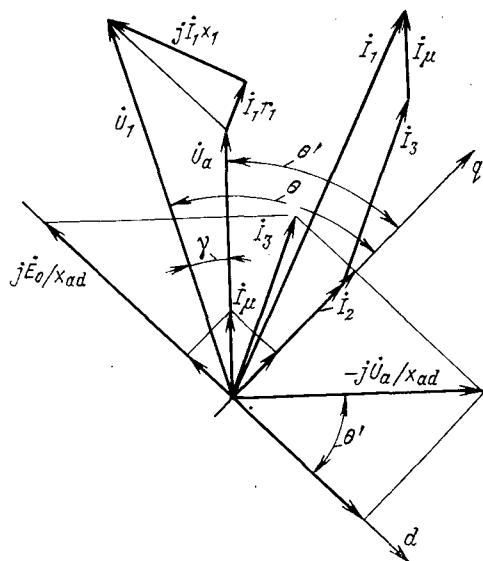


Рис. 3. Векторная диаграмма синхронной машины.

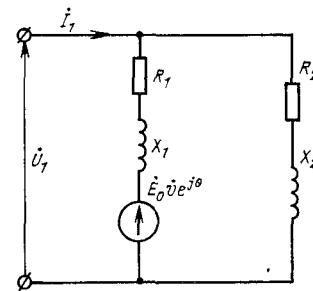


Рис. 4. Г-образная схема замещения синхронной машины.

где

$$\begin{aligned} k_d &= \bar{x}_q/\bar{x}_d; \quad \bar{\alpha} = \bar{r}_1/\bar{x}_d; \quad \xi = \frac{U_1}{\bar{x}_d(k_d + \bar{\alpha}^2)}; \\ n_d &= \frac{E_0 b_q}{U_1}; \quad n_q = \frac{E_0 \sigma}{U_1}. \end{aligned}$$

Значение тока  $I_1$  найдем, проводя ту же последовательность операций, что и при выводе выражения (10). С учетом (4), (8), (9) и (18) получим:

$$I_1 = \xi [A_0 + A_1 e^{i2\theta} + A_2 e^{i\theta}], \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{A}_0 &= \bar{\alpha} - j0,5(1+k_d); \quad \dot{A}_1 = j0,5(1-k_d); \\ \dot{A}_2 &= jn[(\bar{\alpha}b_q + k_d\sigma) + j(\bar{\alpha}\sigma - b_q)]; \quad n = E_0/U_1. \end{aligned}$$

Полученному выражению тока соответствует схема замещения рис. 4. Значения параметров схемы приведены ниже и могут быть найдены так же, как и при составлении схемы замещения на рис. 2:

$$\begin{aligned} R_1 &= \bar{\alpha}t \bar{x}_d; \quad X_1 = k_d t \bar{x}_d; \quad t = \frac{k_d + \bar{\alpha}^2}{k_d^2 + \bar{\alpha}^2}; \\ R_2 &= \frac{\bar{x}_d (k_d + \bar{\alpha}^2)}{(1-k_d) \operatorname{tg} \theta}; \quad X_2 = \frac{\bar{x}_d (k_d + \bar{\alpha}^2)}{1-k_d}; \\ v &= \sigma \left[ 1 - \frac{b_q(1+j\alpha)}{\sigma(\alpha-jk_d)} \right]. \end{aligned}$$

Геометрическое место тока  $I_1$  приведено на рис. 5 и представляет «улитку» Паскаля с фокусами, не лежащими на оси мнимых чисел.

Для определения электромагнитной мощности  $P_{\text{эм}}$  из диаграммы тока необходимо найти линию электромагнитной мощности, которая приходит через точки, в которых  $P_{\text{эм}}=0$ . При наличии потерь в стали известное выражение [Л. 3]

$$P_{\text{эм}} = m_1 [E_0 I_q + (x_d - x_q) I_d I_q], \quad (20)$$

непригодно, так как часть тока, проходящая через сопротивление  $r_\mu$ , не участвует в создании электромагнитного момента машины. Для расчета  $P_{\text{эм}}$  воспользуемся общим выражением мощности:

$$P_{\text{эм}} = m_1 [U_{ad} I_{ad} + U_{aq} I_{aq}], \quad (21)$$

где под токами  $I_{ad}$  и  $I_{aq}$  понимаются токи за вычетом составляющих, обусловленных потерями в стали. Составляющие  $U_{ad}$ ,  $U_{aq}$ , наоборот, должны находиться от полного тока машины  $I_1$ , который обуславливает падение напряжения на сопротивлении  $r_1$ .

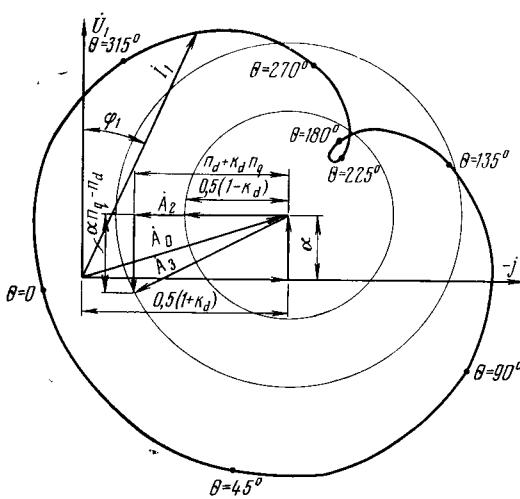


Рис. 5. Диаграмма тока синхронной многополюсной машины с учетом потерь в стали ( $\xi=1$ ).

Подставляя в (21) значения токов и напряжений, определяемых в соответствии с вышесказанным по выражениям (7) и (17), получаем:

$$P_{\text{эм}} = -m_1 \left[ \frac{U_{ad}E_0}{x_{ad}} + U_{ad}U_{aq} \left( \frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ud}} \right) \right] \quad (22)$$

или

$$\begin{aligned} P_{\text{эм}} = & -m_1 \frac{U^2_1 k_{ad} \sigma n}{x_d (k_d + \bar{\alpha}^2)} \left\{ c \sin \theta - d \cos \theta + \right. \\ & + n \sigma \left[ \left( \bar{\alpha} - \frac{x_{ad}}{r_\mu} b \right) + \frac{\bar{x}_d}{\sigma r_\mu} (k_d + \bar{\alpha}^2) \right] \left. \right\} - \\ & - m_1 \frac{U^2_1 (1 - k_d) \sigma}{x_d (k_d + \bar{\alpha}^2)^2} \left\{ \frac{1}{2} [(cb - ad) \sin 2\theta - \right. \\ & - (ac + db) \cos 2\theta + (ac - db)] + \\ & + n [C_1 (a \sin \theta + b \cos \theta) + \\ & \left. \left. + C_2 (c \sin \theta - d \cos \theta) \right] + C_1 C_2 n^2 \right\}, \end{aligned} \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} a &= (\bar{\alpha} - x_{aq}/r_\mu); \quad b = \left( \bar{\alpha} \frac{x_{aq}}{r_\mu} + k_d \right); \\ c &= \left( 1 + \bar{\alpha} \frac{x_{ad}}{r_\mu} \right); \quad d = \left( \bar{\alpha} - k_d \frac{x_{ad}}{r_\mu} \right); \\ C_1 &= \left[ \sigma \left( a - b \frac{x_{ad}}{r_\mu} \right) + \frac{\bar{x}_d}{r_\mu} (k_d + \bar{\alpha}^2) \right]; \\ C_2 &= \left[ \frac{\bar{x}_d}{x_{ad}} (k_d + \bar{\alpha}^2) - \sigma \left( \frac{x_{aq}}{r_\mu} a + b \right) \right]. \end{aligned}$$

Найдем точки диаграммы тока, через которые проходит линия электромагнитной мощности, для чего воспользуемся выражениями (22) или (23). Рассмотрим последовательно три частных случая:

1. Синхронная реактивная машина. Значения углов, при которых  $P_{\text{эм}}=0$ , найдем из условий  $U_{ad}=0$  и  $U_{aq}=0$ . В результате с учетом (17)

$$\operatorname{tg} \theta_0 = -d/c; \quad \operatorname{tg} \theta_0 = b/a. \quad (24)$$

2. Неявнополюсная синхронная машина. Значения углов, через которые проходит линия электро-

магнитной мощности, определяются из условия  $U_{ad}=0$ :

$$\sin(\theta + \varphi_d) = \frac{hC_1}{V^2 c^2 + d^2}, \quad (25)$$

где  $\operatorname{tg} \varphi_d = -d/c$ .

3. Явнополюсная синхронная машина. Точки диаграммы, соответствующие  $P_{\text{эм}}=0$ , определяются следующими условиями:

$$\begin{aligned} U_{ad} &= 0; \\ E_0 + U_{aq} \left( \frac{x_{ad} - x_{aq}}{x_{aq}} \right) &= 0. \end{aligned}$$

Из первого условия получим выражение, аналогичное (25), из второго найдем:

$$\sin(\theta + \varphi_q) = -n \frac{T + C_2}{V^2 a^2 + b^2} = \beta, \quad (26)$$

где  $\operatorname{tg} \varphi_q = b/a$ .

Выражение (26) применимо только в случае, когда  $\beta \leq 1$ , и позволяет определить точки неустойчивого равновесия. Точки же устойчивого равновесия определяются согласно (25). В рассматриваемом случае возникают по две области двигательного и генераторного режимов, что объясняется относительно большой долей мощности, обусловленной явнополюсностью машины.

При  $\beta > 1$  линия  $P_{\text{эм}}=0$  находится так же, как и для случая синхронной неявнополюсной машины.

Следует отметить, что выражения для токов, мощности и линии  $P_{\text{эм}}=0$  при  $r_u = \infty$  полностью совпадают с результатами, полученными в [Л. 2].

Для наглядной оценки влияния потерь в стали на основные показатели машины ниже приведены результаты расчетов для реактивной и неявнополюсной синхронных машин, для которых в [Л. 7 и 8] дан приближенный метод учета указанных потерь. Данные таблицы представлены для угла  $\theta_m$ , соответствующего максимуму  $P_{\text{эм}}$  при работе в двигательном режиме.

При учете потерь в стали согласно [Л. 7] предлагается увеличивать значение потребляемой мощности на величину указанных потерь. Это позволяет с достаточной точностью определить потребляемую мощность  $P_1$ , ток и  $\cos \varphi$ , но при этом получаются завышенными значения электромагнитной мощности, особенно для случая возбужденной машины. При других способах, предлагающих уменьшать  $P_{\text{эм}}$  на величину потерь в стали, получаются слишком пессимистическими данные по всем показателям.

Значение $r_\mu$	Показатели						
	$P_1$	$P_{\text{эм}}$	$P_M$	$P_{\text{ст}}$	$I_1$	$\cos \varphi$	$\eta$
$2,5 x_{ad}$	0,771	0,35	0,22	0,201	1,05	0,739	0,458
	0,532	0,456	0,176	0	0,94	0,565	0,86
$2,5 x_{ad}$	0,675	0,235	0,264	0,185	1,15	0,587	0,35
	0,492	0,26	0,23	0	1,08	0,455	0,53

Примечание. Первые две строки рассчитаны для  $n=0,5$ ,  $x_{ad} = x_{aq}$ ,  $k_d = k_{ad} = 1$ ,  $x_1 = r_1 = 0,2 x_{ad}$ , вторые — для  $n=0$ ,  $x_{aq} = 0,5 x_{ad}$ ,  $k_{ad} = 0,5$ ,  $k_d = 0,5q$ ,  $x_1 = r_1 = 0,2 x_{ad}$ ; мощности представлены в долях от  $U^2/x_{ad}$ , токи — от  $U_1/x_{ad}$ .

Приведенная таблица и сравнение с различными приближенными методами показывают важную роль правильного учета потерь в стали при относительно невысоком к. п. д. синхронной машины.

Полученные выше соотношения и схема замещения позволяют провести расчеты с учетом потерь в стали не только при параллельной работе с сетью, но и для случая автономно работающего генератора. Для расчета по схеме замещения на рис. 4 необходимую связь между параметрами нагрузки  $R_h$  и  $X_h$  и углом  $\theta$  нетрудно получить из системы (18), которую для рассматриваемого случая удобней представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_d R_\Sigma - I_q X_{q\Sigma} + E_0 b_q &= 0; \\ I_d X_{d\Sigma} + I_q R_\Sigma + E_0 \sigma &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

где

$$X_{q\Sigma} = X_h + x_q; \quad X_{d\Sigma} = X_h + \bar{x}_d; \quad R_\Sigma = R_h + r_1.$$

Определив из (27) значения токов  $I_d$  и  $I_q$ , найдем составляющие напряжения  $U_d$  и  $U_q$  на нагрузке, которые представляются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= I_q X_h - I_d R_h; \\ U_q &= -I_q R_h - I_d X_h. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Из последних соотношений выразим искомую связь угла  $\theta$  с параметрами нагрузки:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{U_d}{U_q} =$$

◆ ◆ ◆

$$= \frac{R_h (\sigma X_{q\Sigma} + b_q R_\Sigma) + X_h (X_{d\Sigma} b_q - \sigma R_\Sigma)}{R_h (\sigma R_\Sigma - b_q X_{d\Sigma}) + X_h (\sigma X_{q\Sigma} + b_q R_\Sigma)}. \quad (29)$$

Соотношение (29) позволяет вести расчет по схеме замещения, при этом отпадает необходимость в нахождении промежуточных величин по соответствующим осям, которые необходимы при расчетах по исходной системе уравнений (18) и (20).

В заключение отметим, что система (18) может быть использована и для анализа переходных процессов с учетом потерь в стали. Для этого необходимо в уравнениях по продольной и поперечной осям ввести мгновенные значения токов, э. д. с., скорости и добавить члены, учитывающие изменение потокосцеплений  $d\Psi_d/dt$  и  $d\Psi_q/dt$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лодочников Э. А., Юферов Ф. М. Микроэлектродвигатели для систем автоматики. М., «Энергия», 1969.
- Жуловян В. В. Общий метод построения диаграммы тока синхронной машины. — «Электричество», 1971, № 10.
- Петров Г. Н. Электрические машины. М., «Энергия», 1969, т. 2.
- Ковач К., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М., Госэнергоиздат, 1963.
- Электрические машины малой мощности. М., Госэнергоиздат, 1963. Авт.: Д. А. Завалишин, С. И. Бардинский, О. Б. Повзнер и др.
- Куцевалов В. М. Синхронные машины в установившихся симметричных режимах. Рига, «Зинатне», 1972.
- Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины. М., «Энергия», 1970.
- Костенко М. П. Электрические машины. М., Госэнергоиздат, 1949.

[19.4.1974]

УДК [621.313.13.024:621.314.632].001.24

## Исследование квазиустановившихся процессов вентильно-механической коммутации двигателя постоянного тока методом фазовой плоскости

Канд. техн. наук ЛОМАКИН В. А., МАМЕДОВ Г. Г.

Баку

Двигатель постоянного тока с вентильно-механическим коммутатором предназначен для существенного повышения коммутационной устойчивости, удельной мощности и энергетических характеристик электроприводов с большим диапазоном регулирования скорости и напряженным режимом работы. Основные принципы вентильно-механической коммутации машины постоянного тока без добавочных полюсов, упрощенная методика исследования процессов коммутации в машине и некоторые возможные области применения таких машин приводятся в [Л. 1].

В статье рассматривается вариант схемы двигателя постоянного тока с вентильно-механическим коммутатором (ВМК), вентильный переключатель которого совмещает функции коммутатора и регулятора напряжения на якоре двигателя [Л. 2]. Щеточно-коллекторный узел двигателя отличается повышенной потенциальной надежностью, обеспечивает меньшую частоту переключения основных тиристоров и более высокую предельную по условиям коммутации скорость вращения якоря [Л. 3].

Блок-схема двигателя с ВМК представлена на рис. 1. Обмотка якоря обычной конструкции, но с меньшим числом выводов, связана с проводящими пластинами (1, 2, 3, ...) коллекторного узла, состоящего из трех коллекторов  $K1$ ,

$K2$ ,  $K3$ . Изолирующие пластины ( $1'$ ,  $2'$ ,  $3'$ , ...) имеют большую ширину  $\sigma$ , чем скользящие контакты  $b$ , причем эти контакты  $K1-K6$  подключены к разнополярным зажимам источника питания через вентильные переключатели  $VA$  и  $VK$ . Включение и выключение тиристоров  $T_1-T_6$  в необходимой последовательности осуществляется с помощью коммутирующего устройства ( $KU$ ) и схемы управления ( $CU$ ).

Допустим, что в рассматриваемый момент времени находятся в проводящем состоянии только тиристоры  $T_3$ ,  $T_6$  (рис. 1). При этом ток нагрузки  $i_a$  протекает по цепи  $U-T_3-K3$  — обмотка якоря —  $K6-T_6$ . Вращающийся коллектор перемещается относительно неподвижных контактов справа налево. В момент времени  $t_1$  (рис. 1) контакты  $K1$  и  $K4$  входят в контактное зазор с проводящими пластинами коллектора 3 и 9, схема управления включает силовые тиристоры  $T_1$ ,  $T_4$  и подключает соответствующие элементы  $KU$  к проводящим тиристорам  $T_3$  и  $T_6$ , которые по условиям коммутации необходимо выключить. За время коммутации  $t_k$  осуществляется выключение тиристоров  $T_3$  и  $T_6$  и реверсирование тока в секциях обмотки якоря 2, 3 и 8, 9. В момент времени  $t_3$  обесточенные контакты  $K3$  и  $K6$  начинают перемещаться с проводящими пластинами на изолирующие 2', 8'. Машина работает совершенно без искрения, если время механического

переключения секций  $t_n$  больше времени коммутации  $t_k$ . Для конструкции коллектора (рис. 1) время  $t_n$  определяется [Л. 3]:

$$t_n = T \left( 1 - \frac{3\omega}{2} \right) = \frac{60}{kn} \left( 1 - \frac{\omega k}{\pi D_k} \right). \quad (1)$$

Здесь  $T$  — период переключения силовых тиристоров;  $n$  — скорость вращения машины;  $k$  и  $D_k$  — число проводящих пластин и диаметр коллектора.

После момента времени  $t_2$  ток якоря  $i_a$  протекает по цепи  $U-T_1-K_1$  — обмотка якоря —  $K_4-T_4$ . В момент времени  $t_4$  контакты  $K_2$  и  $K_5$  входят в контактирование с пластинами коллектора 4 и 10, схема управления включает тиристоры  $T_2$ ,  $T_5$  и обеспечивает выключение  $T_1$  и  $T_4$ . Дальше коммутационные процессы повторяются.

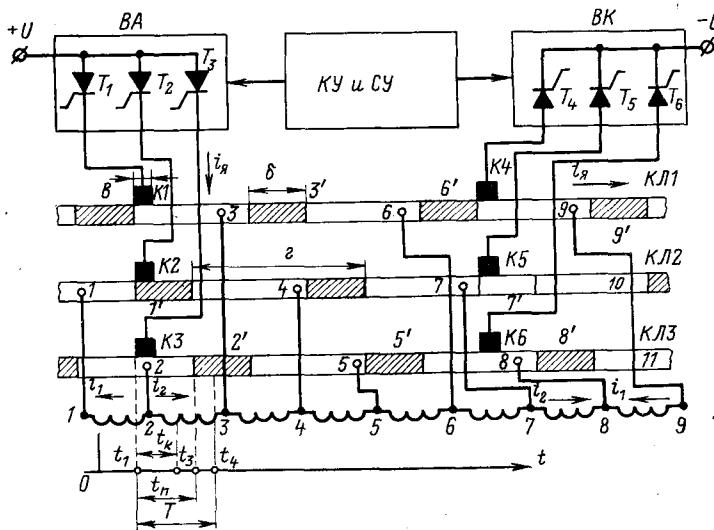
На рис. 2 приведена принципиальная схема двигателя с ВМК при реверсировании тока в секциях 2, 3 и 8, 9. Элементы вентильно-механического коммутатора, связанные с контактами  $K_2$  и  $K_5$ , находящимися в период коммутации  $t_k$  на изолирующих пластинах  $1'$  и  $7'$ , на принципиальной схеме не приводятся.

Обмотка якоря на рис. 2 представлена в виде эквивалентных индуктивностей коммутируемых секций  $L_k$  и параллельных ветвей  $L_a$ , параметры которых за время коммутации не меняются.

В коммутирующем устройстве применяется известный принцип параллельной емкостной коммутации [Л. 4]. Оно содержит конденсаторы  $C_1$ ,  $C_3$ , дроссели  $L_1$ ,  $L_3$ , ограничивающие скорость нарастания тока в зарядных ( $T_7$ ,  $T_9$ ) и разрядных ( $T_{10}$ ,  $T_{12}$ ) тиристорах. Параллельно силовым тиристорам вентильных переключателей включены ускоряющие процесс разряда контуры на обратных диодах  $D_{13}$ ,  $D_{18}$ ,  $D_{16}$ ,  $D_{18}$  и дросселях  $L_4$ ,  $L_6$ ,  $L_7$ ,  $L_9$ . Неуправляемые вентили  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_6$ , включенные последовательно с силовыми тиристорами, предотвращают возможное протекание тока из якоря в источник питания через обратные диоды и возникающее при этом искрение. Принципиальная схема коммутирующего устройства с конденсаторами, подключенными параллельно нагрузке, содержит минимальное число элементов, обеспечивающих вентильным переключателям двигателя работу в режиме коммутатора и регулятора напряжения на якоре.

Рассмотренные коммутационные процессы протекают таким образом, что якорный ток  $i_a$  при этом остается без изменения и поэтому механические и энергетические характеристики самой машины с ВМК практически не отличаются от характеристик обычной машины постоянного тока.

Рассмотрим более подробно электромагнитные переходные процессы, имеющие место в машине и в коммутирующем устройстве в течение времени  $t_k$ . Допустим, что в исходном состоянии ток нагрузки  $i_a$  протекает по цепи  $U-T_3-D_3$  — параллельные ветви обмотки якоря —  $D_6-T_6$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_3$  предварительно заряжены до напряжений  $U_{01}$  и  $U_{03}$ .



ветвей обмотки якоря, что допустимо из-за постоянства э. д. с. и тока параллельных ветвей в течение интервала  $t_{k2}$ .

В течение времени  $t_6-t_5$  ток якоря  $i_y$  протекает по неизменному контуру:  $U-T_1-D_1$  — якорь —  $D_4-T_4$ . В момент времени  $t_6$  начинается очередной коммутационный процесс, протекающий аналогично описанному. Конденсатор  $C_1$  при этом разряжается с целью выключения тиристоров  $T_1$  и  $T_4$  (рис. 3, б), а  $C_2$  (не показанный на рис. 2) заряжается и т. д.

Таким образом, электромагнитные переходные процессы в машине и в коммутирующем устройстве для каждой нагрузки, напряжения сети и э. д. с. якоря определяются зарядно-разрядными циклами конденсаторов, состоящими из трех интервалов.

Для исследования квазистабилизированных электромагнитных процессов и характеристик вентильно-механического коммутатора двигателя воспользуемся методом фазовой плоскости [Л. 4]. Напряжения и токи в относительных единицах для  $n$ -го интервала зарядно-разрядного цикла могут быть представлены следующими зависимостями [Л. 4]:

$$X_n = b_n + \exp(-D_n t^*) \{ (X_0 - b_n) \cos t^* + [Y_0 + D_n (X_0 - b_n)] \sin t^* \}; \quad (2)$$

$$Y_n = \exp(-D_n t^*) [Y_0 \cos t^* - (X_0 - b_n + D_n Y_0) \sin t^*] = -R_{0n} \exp(-D_n t^*) \sin(t^* + \alpha_n). \quad (3)$$

Здесь  $X_n = U^* C = U_C / U_H$ ,  $Y_n = i^* C = (i_C \rho_n) \cdot 1 / U_H$  — относительные значения напряжения и тока в конденсаторе;  $D_n = r_n / 2\rho_n = (r_n V C / L_n) \cdot 1/2$  — приведенный коэффициент затухания;  $\rho_n = V L_n / C$  — волновое сопротивление контура;  $C$ ,  $L_n$ ,  $r_n$  — параметры контура;  $U_H$  — номинальное напряжение источника питания;  $t^* = \omega_{0n} t = t / V L_n C$  — относительное время (угол);  $X_0$ ,

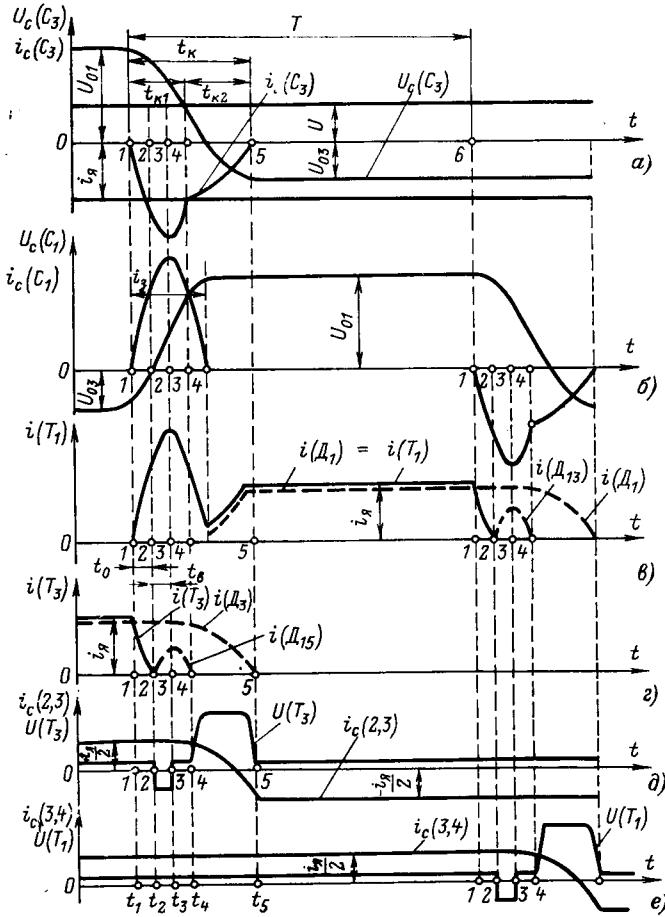


Рис. 3. Диаграммы изменения токов и напряжений в двигателе с ВМК для одного периода коммутационного процесса.

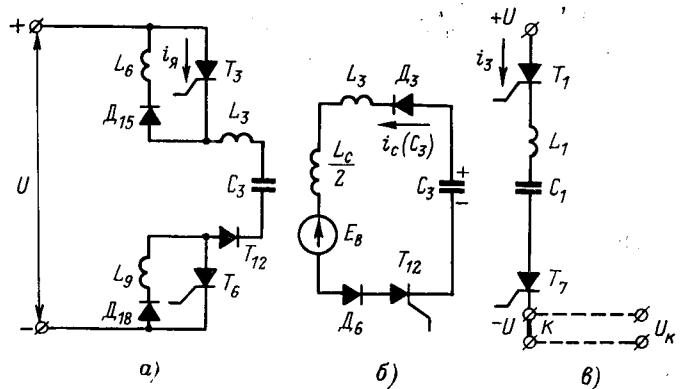


Рис. 4. Эквивалентные схемы зарядно-разрядных контуров для первого (a), второго (б) и для зарядного (в) периодов коммутационного цикла.

$Y_0$  — начальные условия;  $b_n = U / U_H$  — относительное напряжение, действующее в контуре в  $n$ -м интервале;

$$R_{0n} = \sqrt{Y_0^2 + (X_0 - b_n)^2 + 2D_n Y_0 (X_0 - b_n)}; \quad (4)$$

$$\alpha_n = \arccos [(X_0 - b_n + D_n Y_0) / R_{0n}] — начальная фаза. \quad (5)$$

Для построения фазовых траекторий на всех интервалах зарядно-разрядного цикла необходимо рассчитать параметры аппроксимирующих окружностей, которые в  $n$ -м интервале определяются ее радиусом  $R_{ap}$  и смещением центра  $\Delta_n$  относительно фокусного расстояния  $b_n$  следующим образом [Л. 4]:

$$R_{ap} = 0,5 \{ X_0 - b_n + R_{0n} \exp[-D_n (\pi - \alpha)] \} + Y_0 \{ X_0 - b_n + R_{0n} \exp[-D_n (\pi - \alpha)] \};$$

$$\Delta_n = 0,5 \{ X_0 - b_n - R_{0n} \exp[-D_n (\pi - \alpha)] \} + Y_0 \{ X_0 - b_n + R_{0n} \exp[-D_n (\pi - \alpha)] \}.$$

Начальные условия  $X_0$ ,  $Y_0$  на фазовой плоскости определяются координатами начальной точки фазовой траектории, которые для первого разрядного интервала в соответствии с рис. 3, а будут:

$$X_0 = X_{01} = U^*_{01} = U_{01} / U_H, \quad Y_0 = Y_{01} = i_{C01} \frac{1}{U_H} = 0. \quad (6)$$

Здесь  $\rho_1 = \sqrt{L_{p1} / C}$ ,  $L_{p1} = L_3 + L_6 + L_9$  (см. рис. 4, а).

Координаты начальной точки фазовой траектории для второго разрядного интервала будут:

$$\left. \begin{aligned} X_0 &= X_{02} = U^*_{02} = U_{02} / U_H; \\ Y_0 &= Y_{02} = -i_{C02} / U_H, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $U_{02}$  — напряжение на конденсаторе  $C_3$  в момент времени  $t_4$  (рис. 3, а);  $\rho_2 = \sqrt{L_{p2} / C}$ ,  $L_{p2} = L_3 + 0,5L_C$  (рис. 4, б).

Фазовая траектория третьего зарядного интервала имеет следующие координаты начальной точки:

$$\left. \begin{aligned} X_0 &= X_{03} = U^*_{03} = U_{03} / U_H; \\ Y_0 &= Y_{03} = -i_{C03} / U_H = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Здесь  $\rho_3 = \sqrt{L_{33} / C}$ ,  $L_{33} = L_1$  (рис. 4, в).

Если начальные условия в соответствии с (6) — (8) подставить в выражения (2) и (3), то получим зависимости для напряжений и токов на конденсаторе во всех трех интервалах коммутационного цикла.

Первый интервал:

$$X_1 = b_1 + \exp(-D_1 t^*) (X_{01} - b_1) (\cos t^* + D_1 \sin t^*); \quad (9)$$

$$Y_1 = -R_{01} \exp(-D_1 t^*) \sin t^*. \quad (9a)$$

Здесь  $b_1 = u / U_H$ ;  $D_1 = 0,5 (r_1 \sqrt{C / L_{p1}})$ ;  $R_{01} = X_{01} - b_1$ ;  $\alpha_1 = 0$ .

Второй интервал:

$$X_2 = b_2 + \exp(-D_2 t^*) \{ (X_{02} - b_2) \cos t^* + [Y_{02} + D_2 (X_{02} - b_2)] \sin t^* \}; \quad (10)$$

$$Y_2 = \exp(-D_2 t^*) [Y_{02} \cos t^* - (X_{02} - b_2 + D_2 Y_{02}) \sin t^*] = -R_{02} \exp(-D_2 t^*) \sin(t^* + \alpha_2). \quad (10a)$$

Здесь  $b_2 = E^*_B = E_B/U_H$  — относительное значение э. д. с. якоря;  $D_2 = 0,5 (r_2 \sqrt{C/L_{p2}})$ ;  $R_{02}$  и  $\alpha_2$  находятся по (4) и (5) с учетом (7).

Третий интервал:

$$X_3 = b_3 + \exp(-D_3 t^*) (X_{03} - b_3) (\cos t^* + D_3 \sin t^*); \quad (11)$$

$$Y_3 = -R_{03} \exp(-D_3 t^*) \sin t^*. \quad (11a)$$

Здесь  $b_3 = b_1 = u/U_H$ ,  $D_3 = 0,5 (r_3 \sqrt{C/L_{p3}})$ ,  $R_{03} = X_{03} - b_3$ .

Координаты конечных точек фазовых траекторий могут быть определены по (9) — (11), если известно время каждого интервала коммутационного цикла. Время первого интервала в соответствии с рис. 3, а будет:

$$t^*_{11} = t^*_{k1} = 0,5\pi + t^*_{\theta}. \quad (12)$$

Разрядный ток конденсатора в момент времени  $t_4$ :

$$Y_{11} = -i_{p1} \frac{1}{U_H}. \quad (13)$$

Время первого интервала может быть определено совместными решениями (9а) и (13), если принять, что  $\exp(-D_1 t^*_{11}) \approx 1$ :

$$t^*_{11} = 0,5\pi + \arccos(Y_{11}/R_{01}). \quad (14)$$

Учитывая, что разрядный ток конденсатора в конце второго интервала  $Y_{12}$  равен нулю, из (10а) находим:  $t^*_{12} = \pi - \alpha_2$ . Время зарядного интервала  $t^*_{13}$  находится из уравнения (11а) приравнивая его правой части нулю:  $t^*_{13} = \pi$ ;  $Y_{13} = 0$  ( $Y_{13}$  — конечное значение зарядного тока).

Время восстановления или угол действия обратного напряжения на запирающемся тиристоре находится из (12) и (14):

$$t^*_{14} = \arccos \frac{Y_{11}}{X_{01} - b_1}. \quad (15)$$

Зная координаты начальных и конечных точек, а также параметры  $K_{ap}$  и  $\Delta_p$ , можно построить фазовые траектории для всех интервалов коммутационного цикла.

Для определения основных характеристик коммутирующего устройства и вентильных переключателей двигателя, а также для вывода расчетных соотношений, позволяющих выбрать элементы этих устройств, рассмотрим фазовый портрет коммутационных электромагнитных процессов на рис. 5.

Фазовые траектории на рис. 5 соответствуют предельным циклам перезаряда конденсатора для различных значений относительного тока нагрузки  $i_p$ . Исходные и расчетные данные, которые использовались при построении, приводятся в приложении.

Упрощенные зависимости предельных координат цикла перезаряда конденсатора в квазистабилизированном режиме (рис. 5) могут быть получены из уравнений (9), (10) и (11) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} X_{11} &= X_{01} = b_1 + \exp(-D_1 t^*_{11}) (X_{01} - b_1) \cos t^*_{11}; \\ X_{12} &= X_{02} = b_2 + \exp(-D_2 t^*_{12}) [(X_{02} - b_2) \cos t^*_{12} + Y_{02} \sin t^*_{12}]; \\ X_{13} &= X_{03} = b_3 + \exp(-D_3 t^*_{13}) (X_{03} - b_3). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Для определения предельных координат цикла перезаряда конденсатора при заданных постоянных  $D_n$ ,  $\rho_n$ ,  $b_n$ ,  $Y_{11}$  и произвольно выбранной величине  $X_{01}$  необходимо произвести расчет нескольких циклов коммутационного процесса по формулам (14) и (16) до наступления квазистабилизированного режима, который характеризуется следующим равенством:  $X_{01} = X_{13}$ . Затем рассчитываются параметры аппроксимирующих окружностей и производится их построение.

Анализ фазовых траекторий 1, 2, 3 рис. 5 свидетельствует о том, что рассматриваемая схема характеризуется эффектом накопления энергии в элементах коммутирующего устройства. Это подтверждается ростом предельных напряжений на конденсаторе  $U_{01}$  и  $U_{03}$  с увеличением тока нагрузки и объясняется тем, что дроссели коммутирующего устрой-

ства участвуют в процессах заряда и разряда конденсаторов, которые, в свою очередь, во втором интервале разряжаются по цепи нагрузки. Явление накопления энергии, как известно, проявляется тем сильнее, чем больше волновое сопротивление  $r_n$  и меньше коэффициент затухания  $D_n$ . Положительной стороной указанного эффекта является повышение перегрузочной способности схемы. Если сравнить фазовые траектории 1, 2, 3 рис. 5 и обратиться к табл. 1 приложения, то можно отметить возрастание угла действия обратного напряжения ( $t^*_{11} < t^*_{12} < t^*_{13}$ ) с увеличением нагрузки. Однако эффект накопления энергии связан с соответствующим ростом установленных мощностей элементов главных и вспомогательных цепей. Поэтому в [Л. 4] приводится несколько способов, ограничивающих этот эффект в необходимых пределах.

В качестве примера на рис. 5 приводится промежуточная фазовая траектория 4 (150 A), разрядный интервал которой начинается в произвольно выбранной точке  $B_4$ . После одного цикла перезаряда, если не принять мер, ограничивающих эффект накопления энергии, конечное напряжение на конденсаторе определяется абсциссой точки  $B'_4$ . При последующих перезарядах процесс восстановления  $X_{04}$  будет продолжаться до точки предельного цикла  $B_3$ . Но конечное напряжение на конденсаторе можно ограничить, например, абсциссой точки  $B_4$ , если уменьшить напряжение, подаваемое на конденсатор в интервале заряда (величину  $b_3$ ), путем последовательного включения в зарядный контур небольшого источника напряжения  $U_K$ , как показано на рис. 4, в пунктиром. Расчет показывает, что если  $U^*_K = U_K/U_H = 0,065$ , то предельный цикл перезаряда ограничен точкой  $B_4$  на рис. 5. Очевидно, для каждой конкретной схемы можно подобрать такую величину  $U_K$ , при которой угол действия обратного напряжения будет оставаться приблизительно постоянным во всем диапазоне изменения тока нагрузки. Тогда емкость коммутирующего конденсатора можно определить из (15):

$$C = t_b / \{\rho_1 \arccos [Y_{11}/(X_{01} - b_1 + U^*_K)]\}.$$

Здесь время восстановления  $t_b$  зависит от типа применяемых тиристоров;  $X_{01}$ ,  $Y_{11}$  — параметры любого предельного цикла перезаряда конденсатора.

Максимальные зарядные и разрядные токи конденсаторов коммутирующего устройства:

$$\left. \begin{aligned} i_{m3} &= \frac{R_{a3} U_H}{\rho_3}; & i_{p.m1} &= \frac{R_{a1} U_H}{\rho_1}; \\ i_{p.m2} &= \frac{R_{a2} U_H \sin t^*_{12}}{\rho_2}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

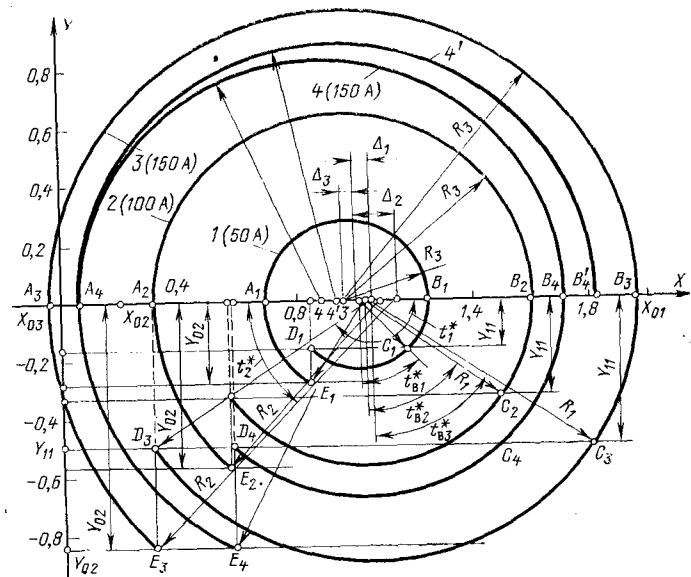


Таблица 1

$i_{\text{я}}$ , A	$Y_{11}$	$X_{01}$	$U_{01}$ , В	$\alpha_1$	$t^*_1$	$t^*_B$	$X_{02}$	$Y_{02}$	$\alpha_2$
50	-0,1635	1,24	682	46°	136°	46°	0,847	-0,281	123°
100	-0,327	1,6	882	57°	147°	57°	0,56	-0,564	154°
150	-0,49	1,95	1070	59°	149°	59°	0,31	-0,845	150°30'
150	-0,49	1,7	935	45°30'	135°30'	45°30'	0,56	-0,845	122°30'

Средний и эффективный зарядный ток тиристоров коммутирующего устройства ( $T_7, T_9$ ):

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{cp},3} &= 2U_{\text{H}}R_{\text{a},3} \cdot 1/3T\omega_{03}\rho_3; \\ I_{\text{ef}} &= i_{\text{mz}} V_{\pi \cdot 1/(6T\omega_{03})}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Средний и эффективный разрядный ток тиристоров ( $T_{10}, T_{12}$ ):

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{cp},p} &= (1/3T) [R_{\text{a}1}U_{\text{H}}(1 - \cos t^*_1)/(\rho_1\omega_{01}) + \\ &+ R_{\text{a}2}U_{\text{H}}(1 - \cos t^*_2)/(\rho_2\omega_{02})]; \\ I_{\text{ef},p} &= (1/\sqrt{3T}) \sqrt{i_{\text{p},m1}^2(t^*_1 - 0,5 \sin 2t^*_1) \frac{1}{2\omega_{01}} +} \\ &+ i_{\text{p},m2}^2(t^*_2 - 0,5 \sin 2t^*_2) \frac{1}{2\omega_{02}}}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Средний и эффективный ток силовых тиристоров:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{cp}} &= \frac{2U_{\text{H}}R_{\text{a},3}}{3T\omega_{03}\rho_3} + \frac{R_{\text{a}2}U_{\text{H}}}{3T\omega_{02}\rho_2}(1 - \cos t^*_1) + i_{\text{я}} \frac{T - t_{\text{k}}}{3T}; \\ I_{\text{ef}} &= i_{\text{mz}} \sqrt{\frac{\pi}{6T\omega_{03}}} + \\ &+ i_{\text{p},m1} \sqrt{\frac{1}{6T\omega_{01}}(t^*_1 - 0,5 \sin 2t^*_1)} + i_{\text{я}} \sqrt{\frac{T - t_{\text{k}}}{3T}}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Ток в коммутируемой секции с учетом принятых выше допущений и диаграмм на рис. 3, д, е:

$$i^*_{\text{c}} = Y_2 - 0,5Y_{02} = -R_{02} \exp(-D_2 t^*) \sin(t^* + \alpha_2) - 0,5Y_{02}. \quad (21)$$

Максимальная реактивная э. д. с. на коммутируемой секции, которая прикладывается к силовым тиристорам ( $T_1-T_6$ ) в прямом направлении определяется из (21) следующим образом:

$$e_{r,\text{max}} = L_C U_{\text{H}} R_{02} \exp(-D_2 \alpha_2) \frac{1}{\rho_2}. \quad (22)$$

Максимальное обратное напряжение на силовых тиристорах, которое прикладывается к ним за время  $t_B$ , значительно меньше  $e_{r,\text{max}}$ . Максимальное прямое и обратное напряжения на зарядных тиристорах равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{pr},s} &= U - U_{03}; \\ U_{\text{obr},s} &= U_{01} - U. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Таблица 2

$i_{\text{я}}$ , A	$t^*_2$	$X_{03}$	$X_{13}$	$R_1$	$\Delta_1$	$R_2$	$\Delta_2$	$R_3$	$\Delta_3$
50	57°	0,69	1,27	0,225	0,0145	0,34	0,035	0,275	-0,035
100	36°	0,314	1,604	0,562	0,036	0,77	0,09	0,643	-0,033
150	29°30'	-0,04	1,92	0,892	0,057	1,18	0,14	0,999	-0,04
150	57°30'	0,064	1,82	0,657	0,042	1,0	0,015	0,818	-0,118

На разрядных тиристорах соответственно:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{pr},p} &= U_{01} - U; \\ U_{\text{obr},p} &= U - U_{03}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Выбор полупроводниковых приборов коммутирующего устройства и вентильных переключателей двигателя по формулам (17)–(24) производится для наиболее тяжелого режима работы (максимальная нагрузка, максимальная скорость вращения).

**Приложение.** Исходные данные для построения фазового портрета на рис. 5:  $b_1 = b_2 = b_3 = 1$ ;  $D_1 = D_3 = 0,04$ ;  $D_2 = 0,03$ ;  $\rho_1 = \rho_3 = 1,8$ ;  $\rho_2 = 3,1$ . Координаты начальных и конечных точек фазовых траекторий, параметры аппроксимирующих окружностей, длительности (углы) интервалов рассчитываются по формулам (2)–(16).

Результаты расчетов сведены в табл. 1 и 2.

**Выводы.** 1. Коммутационные электромагнитные процессы в рассмотренной схеме машины с ВМК для каждой нагрузки, напряжения сети и э. д. с. якоря определяются, главным образом, зарядно-разрядными циклами конденсаторов коммутирующего устройства.

2. Исследуемая схема отличается высокой коммутационной способностью во всем расчетном диапазоне изменения тока якоря вследствие свойственного ей явления накопления энергии в элементах коммутирующего контура.

3. Ограничить эффект накопления, а следовательно, установленную мощность элементов главных и вспомогательных цепей в необходимых пределах можно включением последовательно с зарядным контуром маломощного источника коммутирующего напряжения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Плющ Б. М., Ломакин В. А., Прилежаев А. Н. Анализ электромагнитных процессов при вентильно-механической коммутации в машине постоянного тока без добавочных полюсов. — «Электричество», 1973, № 9, с. 29—34.

2. Ломакин В. А. Система управления электроприводом постоянного тока с вентильно-механической коммутацией. — «Электротехника», 1974, № 1.

3. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. О повышении эксплуатационной надежности и предельной скорости двигателя постоянного тока с вентильно-механическим коммутатором. — «За технический прогресс», Баку, 1974, № 3.

4. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л., «Энергия», 1973.

[11.5.1975]



## Контрольные измерения показателей качества напряжения в распределительных сетях

РОДДАТИС В. К., ГОРБИЧ Ю. С., ИЛЬИН А. Н., ТУБИНИС В. В.

Москва

Нормирование качества напряжения невозможно без введения действенной системы контроля. К сожалению, в настоящее время нет законченных теоретических проработок, которые внесли бы в проблему контроля необходимую ясность и определенность. Многие вопросы этой проблемы остаются открытыми и требуют рассмотрения и решения.

ГОСТ 13109-67 устанавливает показатели качества напряжения у приемников электрической энергии. Наибольшая длительность контрольных измерений должна быть около одного месяца. Практическое претворение этих положений встречает, однако, не только технические, но и организационные трудности. В связи с этим известный интерес представляет решение задач уменьшения числа пунктов контрольных измерений и сокращения длительности контрольных измерений без снижения их достоверности.

Целью статьи является рассмотрение некоторых аспектов поставленных выше вопросов на примере контроля отклонения напряжения в распределительных сетях.

Заранее условимся, что здесь рассматриваются сети, спроектированные и эксплуатирующиеся в полном соответствии с директивными материалами. Такая сеть напряжением 35 кВ и ниже представляет собой множество локальных «независимых» распределительных сетей, питающихся каждой от своего источника (под независимой распределительной сетью здесь понимается сеть, приемники электрической энергии которой получают энергию от независимого источника [Л. 1]). О числе независимых распределительных сетей в энергосистеме можно судить по следующим примерам: в Московской кабельной сети их свыше 140 [Л. 2], а в Ленинградской свыше 70 [Л. 3]. Кроме того, весьма важным является то, что эти сети строятся в настоящее время по разомкнутой схеме, т. е. представляют собой разветвленное дерево. Такое построение распределительной сети дает реальную возможность перехода от выполнения контрольных измерений у каждого приемника к контролю в общей для группы приемников точке сети, если в ней (принимаемой за контрольный пункт) оказывается возможным учесть требования каждого электро-приемника. Все это создает предпосылки для ограничения числа точек сети, где следовало бы проводить контрольные измерения, и тем самым необходимый их объем привести в соответствие с располагаемыми в эксплуатации возможностями для производства измерений.

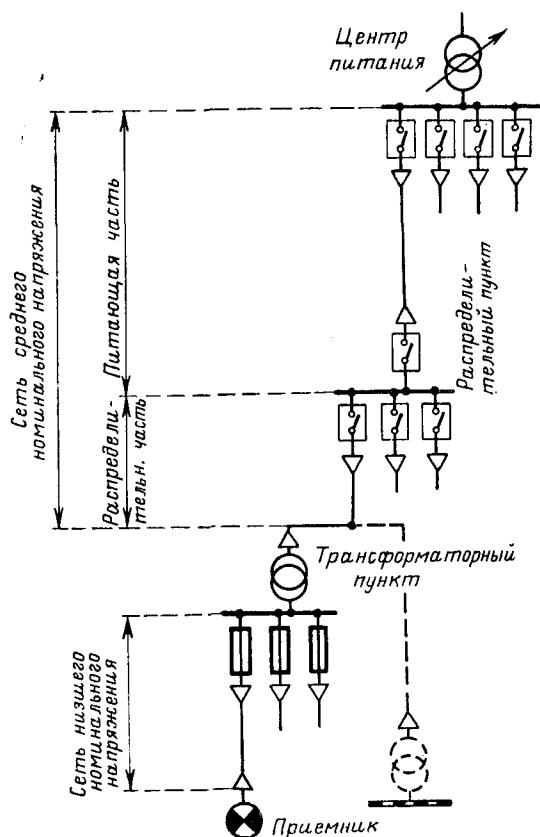
Эксплуатационный опыт показывает, что при таком подходе удается получить требуемую количественную информацию о качестве напряжения, достаточную для осуществления нормального функционирования распределительной сети и обеспечения у приемников нормируемых уровней напряжения, что отражено в директивных документах [Л. 4 и 5].

Рассмотрим один из возможных способов уменьшения числа точек контрольных измерений, применяемый длительное время в одной из кабельных сетей, на примере сети, представленной на рисунке. Из рисунка видно, что в распределительной сети можно достаточно четко выделить три части, каждая из которых имеет свои особенности и отличия: это — питающая и распределительная части сети среднего номинального напряжения и сеть низшего номинального напряжения.

Для каждой линии в питающей части распределительной сети среднего номинального напряжения выясняется характер и состав питающихся по ней потребителей (коммунально-бытовые, промышленные и т. д.). Линии с одинаковым характером потребителей объединяются в группы. Для каждой из групп линий выделяются линии [фактически распределитель-

ные пункты (РП)] с наибольшей и наименьшей потерями напряжения. Значения потерь напряжения для этих РП известны из ежегодно проводимых замеров в режимах наибольших (ноябрь — декабрь) и наименьших (май) нагрузок энергосистемы, проводимых с целью определения загрузки линий при составлении «нагрузочной» схемы сети. Теперь, когда для каждой группы линий известны РП с наибольшей и наименьшей потерями напряжения, в распределительной части сети среднего номинального напряжения каждого из этих РП находятся трансформаторные пункты (ТП) соответственно с наибольшей и наименьшей потерями напряжения. Значения потерь напряжения для этих ТП известны из тех же замеров для режимов наибольших и наименьших нагрузок энергосистемы. Здесь учитывается также и время прохождения наибольшей и наименьшей нагрузок каждого ТП, выявленное при измерении нагрузки на отходящих от шин низкого напряжения линиях.

В результате анализа для каждой группы РП с одинаковым характером потребителей выявляются наиболее представительные ТП: для РП с наибольшей потерей напряжения — ТП с наибольшей потерей напряжения; а для РП с наименьшей потерей напряжения — ТП также с наименьшей потерей. Шины низкого напряжения этих ТП и принимаются



за контрольные точки. Естественно, что для режима наибольших нагрузок такими точками могут быть одни ТП, а для режима наименьших — другие. Однако длительный опыт эксплуатации распределительных сетей показывает, что эти точки, как правило, совпадают и остаются практически неизменными в течение нескольких лет, меняясь только при значительной реконструкции сети.

Из вышесказанного следует, что для контроля за отклонением напряжения у приемников электрической энергии в каждой группе РП с однородным характером потребителей (например коммунально-бытовая нагрузка) достаточно иметь две точки: одну с наибольшей и другую с наименьшей потерями напряжения в режиме наибольших нагрузок. В качестве таких контрольных точек могут быть приняты шины низкого напряжения ТП (трансформаторных подстанций).

Рассмотрим теперь вопрос о длительности контрольных измерений. В городской распределительной сети, как показано в [Л. 6], на шинах низкого напряжения ТП функция напряжения в течение суток существенно нестационарна. Поэтому контрольные измерения длительностью менее одних суток не дают достаточной уверенности в правильности поддержания напряжения в независимой распределительной сети. Это означает, что для периодического (а в ряде случаев и эпизодического) контроля за показателями напряжения в независимой распределительной сети наименьшая длительность измерения должна быть принята не менее одних суток. С другой стороны, указанная в ГОСТ 13109-67 длительность измерения, равная приблизительно одному месяцу, весьма продолжительна и практически вряд ли осуществима. В связи с этим представляется целесообразным выяснить, а какой же должна быть наибольшая длительность контрольных измерений, чтобы измерения, проведенные в течение этого периода времени, могли бы характеризовать весь месяц. Для получения ответа на этот вопрос с помощью приборов типа САКН-1 были проведены измерения напряжения в одной точке распределительной сети с коммунально-бытовой нагрузкой длительностью около месяца в течение трех лет<sup>1</sup>. В качестве такой точки были

выбраны шины низкого напряжения одного из ТП. Целесообразность измерений в этой точке обусловлена следующими соображениями. Шины низкого напряжения ТП выше были рекомендованы в качестве контрольных точек за показателями качества электрической энергии. Выводы [Л. 6] получены в результате обработки измерений, выполненных также на шинах низкого напряжения ТП. И, наконец, показатели качества электрической энергии на шинах ТП отражают суммарное влияние, оказываемое большим числом отдельных токоиземителей, и поэтому результаты замеров на них статистически более «устойчивы» [Л. 7], нежели у каждого конкретного приемника. Поэтому измерения, выполненные на шинах низкого напряжения ТП, позволяют более достоверно выявить интересующий нас характер изменения напряжения.

Результаты обработки гистограмм напряжения на шинах низкого напряжения ТП приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что математические ожидания напряжения в точке измерения для различных недель месяца отличаются незначительно (не более 0,4%), кроме измерения III, где отличие составляет около 2%. Однако последнее может быть объяснено тем, что в неделе с 4 по 10 марта по сравнению с остальными неделями праздничный день приходится на пятницу, т. е. в ней получаются подряд три праздничных дня, в то время как в остальных неделях с праздничными днями (с 30 по 6 декабря 1970 г. и с 16 декабря по 5 января 1972 г.) праздничный день приходится на субботу. Приведенные в табл. 1 значения среднеквадратичных отклонений также достаточно близки, что дополнительно подтверждают приведенные выше соображения, а имеющиеся в них расхождения для одних и тех же недель могут быть объяснены тем, что основная относительная погрешность приборов составляет  $\pm 0,25\%$  от номинального значения измеряемого напряжения, т. е. около 10% от значения  $\bar{b}$ .

Таким образом, согласно показателям  $\bar{t}$  и  $\bar{b}$  недельные значения изменения напряжения для различных полных недель месяца, кроме недель с праздничными днями, можно считать практически одинаковыми. В тех случаях, когда в неделе имеется праздничный или праздничные дни, такая неделя должна рассматриваться особо. Как видно из таблицы, показатели  $\bar{t}$  и  $\bar{b}$  таких недель несколько отличны от показателей обычных недель, особенно, если праздничный день не совпадает

<sup>1</sup> Некоторые измерения выполнялись одновременно несколькими приборами с различными интервалами между отдельными замерами напряжения.

Таблица 1

Измерения	Время проведения измерения	Общее число дней измерения	Число полных недель в измерении <sup>1</sup>	Время полной недели	Недели месяца <sup>2</sup>	Число праздничных дней в неделе	Время между замерами, мин	Математическое ожидание $\bar{t}$	Среднеквадратичное отклонение $\bar{b}$ , %	Примечания
I	23/XI—14/XII 1970 г.	21	3	23/XI—29/XI 30/XI—6/XII 7/XII—13/XII	IV I II	— 1 —	1 1 1	101,8 101,8 101,6	2,24 2,23 2,26	Праздничный день — суббота
II	15/XII—5/1 1970—1971 гг.	21	2	20/XII—26/XII 27/XII—2/I	III IV	— 1	1 1	101,3 101,7	2,33 2,97	Праздничный день — суббота
	19/XII—5/1 1971—1972 гг.	17	2	20/XII—26/XII 27/XII—2/I	III IV	— 1	1 0,5	101,2 101,2	2,01 2,09	Праздничный день — суббота
	1/III—31/III 1974 г.	29	4	4/III—10/III 11/III—17/III 18/III—24/III 25/III—31/III	I II III IV	— 1 — —	0,5 0,5 0,5 0,5	105,0 103,3 103,2 103,6	3,53 4,04 3,92 3,83	Праздничный день — пятница
III	4/III—31/III 1974 г.	27	3	11/III—17/III 18/III—24/III 25/III—31/III	II III IV	— — —	0,17 0,17 0,17	103,1 103,0 103,4	4,00 3,89 3,81	
	4/III—31/III 1974 г.	27	3	11/III—17/III 18/III—24/III 25/III—31/III	II III IV	— — —	2,5 2,5 2,5	102,9 102,8 103,1	3,92 3,79 3,66	

<sup>1</sup> Под полной неделей понимается неделя, измерения для которой выполнены с понедельника до воскресенья.

<sup>2</sup> Номера недель месяца носят условный характер, так как в месяце больше четырех недель.

дает с воскресеньем. Это обусловлено тем, что предпраздничные дни фактически являются сокращенными.

Из вышеизложенного следует, что наибольшая длительность контрольных измерений может быть принята равной одной неделе, при этом в ней не должно быть праздничных дней. Этот вывод достаточно хорошо корреспондирует с длительностью контрольных измерений, предложенной в [Л. 8], где она связывается с недельным циклом работы предприятия.

Из табл. 1 также видно, что значения недельных среднеквадратичных отклонений напряжения достаточно велики

(2—4%), что означает, что для различных дней недели значения математических ожиданий  $\bar{m}$  также должны отличаться весьма значительно. Для иллюстрации этого в табл. 2 приведены значения математических ожиданий напряжения за каждый день полной недели в процентах номинального напряжения сети.

Действительно, из табл. 2 видна довольно большая разница в значениях  $\bar{m}$  для отдельных дней недели, которая составляет от 0,9 (в измерении II для недели с 20 по 26 декабря) до 3,7% (в измерении III для недели с 18 по 24 марта).

Таблица 2

Измерения	Время проведения измерения	Время между замерами, мин	Математическое ожидание напряжения							
			понедельника	вторника	среды	четверга	пятницы	субботы	воскресенья	за неделю
I 1970 г.	23/XI—29/XI	1	102,4	102,1	102,2	100,9	(пятница+суббота+воскресенье)	101,7	101,8	
	30/XI—6/XII	1	101,8	101,9	101,2	101,4	(пятница+суббота+воскресенье)	102,0	101,8	
	7/XII—13/XII	1	101,6	101,1	101,4	101,4	(пятница+суббота+воскресенье)	101,8	101,6	
II 1971—1972 гг.	20/XII—26/XII	1	101,6	101,6— (понедельник+ +вторник)	101,3	101,3	100,7	101,5	100,9	101,3
	27/XII—2/I	1		101,7	100,8	101,0	102,9	103,6*	100,7	101,7
	20/XII—26/XII	0,5	101,4	101,5— (понедельник+ +вторник)	101,1	101,1	100,7	101,1	100,4	101,2
III 1974 г.	27/XII—2/I			101,5	101,4	100,6	101,8	102,2*	100,5	101,2
	4/III—10/III	0,5	103,9	103,0	102,8	104,2	107,4*	106,7	107,0	105,0
	11/III—17/III	0,5	102,7	102,5	102,7	102,2	103,0	103,9	106,1	103,3
	18/III—24/III	0,5	102,8	102,6	102,4	103,5	102,1	103,5	105,6	103,2
	25/III—31/III	0,5	103,7	102,4	102,7	103,9	104,5		105,6	103,6
	11/III—17/III	0,17	102,6	102,3	102,5	102,1	102,8	103,7	105,7	103,1
	18/III—24/III	0,17	102,7	102,4	102,1	103,4	101,9	103,2	105,3	103,0
	25/III—31/III	0,17	103,6	102,2	102,5	102,7	103,7	104,3	105,4	103,4
	11/III—17/III	2,5	102,3	101,9	102,3	101,8	102,6	103,7	105,5	102,9
	18/III—24/III	2,5	102,6	102,3	101,9	103,1	101,5	103,5	105,2	102,8
	25/III—31/III	2,5	103,2	101,7	101,9	102,4	103,2	104,2	105,3	103,1

\* Праздничные дни.

Таблица 3

Измерения	Время проведения измерения	Время между замерами, мин	Относительное математическое ожидание напряжения							Номер прибора
			понедельника	вторника	среды	четверга	пятницы	субботы	воскресенья	
I 1970 г.	23/XI—29/XI	1	100,6	100,3	100,4	99,1				1
	7/XII—13/XII	1	100,0	99,5	99,8	99,8	(пятница+суббота+воскресенье)	100,2	(пятница+суббота+воскресенье)	1
II 1971 г.	20/XII—26/XII	1	100,3	100,3	100,0	100,0	99,4	100,2	99,6	1
		1	100,2	100,3	99,9	99,9	99,5	99,9	100,2	2
III 1974 г.	11/III—17/III	0,17	99,5	99,2	99,4	99,0	99,7	100,6	102,5	1
		0,5	99,4	99,2	99,4	98,9	99,7	100,6	102,7	2
		2,5	99,4	99,1	99,4	98,9	99,7	100,8	102,5	3
	18/III—24/III	0,17	99,7	99,4	99,1	100,4	98,9	100,2	102,2	1
		0,5	99,6	99,4	99,2	100,3	98,9	100,3	102,3	2
		2,5	99,8	99,5	99,1	100,3	98,7	100,3	102,3	3
	25/III—31/III	0,17	100,2	98,8	98,8	99,1	100,3	100,9	101,9	1
		0,5	100,1	98,8	98,8	99,1	100,3	100,9	101,9	2
		2,5	100,1	98,6	98,8	99,3	100,1	101,9	102,1	3

Следует, однако, заметить, что величина этого различия зависит от прибора, которым производится измерение. Так, например, в измерении II для недели с 20 по 26 декабря наибольшая разница между значениями  $\bar{m}$  для отдельных дней недели составляет 0,5%. Поэтому для «отстройки» от этого представляется необходимым значения  $\bar{m}$  для отдельных дней недели «пронормировать», т. е. поделить каждое из суточных значений  $\bar{m}$  на недельное для данного прибора и умножить на 100. В результате получаются значения относительных математических ожиданий  $\bar{m}_*$  в процентах, которые можно сравнивать между собой. Результаты нормировки приведены в табл. 3\*.

Из табл. 3 виден характер изменения суточной величины  $\bar{m}_*$  в течение полной рабочей недели. Из сравнения значений  $\bar{m}_*$  за различные сутки можно заметить, что  $\bar{m}_*$  за субботу и воскресенье, как правило, существенно отличаются от значений  $\bar{m}_*$  за любые другие дни недели. Исключение составила неделя с 20 по 26 декабря в измерении II. Однако эта неделя приходится на конец года, а поэтому может считаться не характерной.

Таким образом, согласно показателям  $\bar{m}_*$  в полной рабочей неделе для ТП с коммунально-бытовой нагрузкой предварительно могут быть выделены два характерных периода: один — понедельник, вторник, среда, четверг и пятница и второй — суббота и воскресенье. Это достаточно хорошо согласуется с [Л. 9], где указывается на длительность контрольного периода в 4—5 характерных суток.

**Выводы.** 1. Для контроля за показателями качества напряжения в распределительных сетях с однородным составом потребителей достаточно иметь две контрольные точки: одну — с наибольшей и другую с наименьшей потерями на-

\* Поскольку было показано, что неделя с праздничным или праздничными днями не может служить в качестве контрольной, то в табл. 3 такие недели не приведены.

прежения в режиме наибольших нагрузок. В качестве контрольных точек могут быть приняты шины низкого напряжения ТП.

2. Наибольшая длительность контрольных измерений в одной точке может быть рекомендована равной одной неделе, а наименьшая — одним суткам в характерные периоды недели. При этом, если в неделе имеется праздничный или праздничные дни, такая неделя не может служить контрольной.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Правила устройства электроустановок. М., «Энергия», 1966, 464 с.
- Тубинис В. В. Опыт регулирования напряжения в Московской кабельной сети и ГОСТ 13109-67 на качестве электрической энергии. — В кн.: Технический прогресс в электроснабжении городов. М., «Энергия», 1970, с. 54—57.
- Белло С. Б. Опыт работы по обеспечению качества напряжения в Ленинградской кабельной сети. — В кн.: Технический прогресс в электроснабжении городов. М., «Энергия», 1970, с. 57—62.
- Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей. М., «Энергия», 1968. 224 с.
- Временные указания по регулированию напряжения в электрических сетях. М., БТИ ОРГРЭС, 1966, с. 5—24.
- Аберсон М. Л., Сысоев Л. П. Вероятностные характеристики напряжения в электрических сетях. — «Электричество», 1973, № 8, с. 18—27.
- Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962, с. 564.
- Мельников Н. А., Островский Э. П., Траубе Е. С. О нормировании качества электрической энергии. — «Промышленная энергетика», 1972, № 1, с. 38—40.
- Аберсон М. Л. ГОСТ 13109-67 и интегральные показатели качества напряжения. — «Промышленная энергетика», 1973, № 4, с. 46—48.

[29.9.1975]



УДК 621.314.572.018.782.3.001.5

## Исследование переходных процессов в инверторе тока методом планирования экстремальных экспериментов

Инж. ЛЕНДА Г. А.

Москва

Автономные инверторы, широко используемые в качестве источников гарантированного питания, должны обеспечивать стабилизацию выходного напряжения с заданной точностью и определенное качество переходных процессов.

Под качеством переходных процессов будем в дальнейшем понимать:

минимальное динамическое отклонение регулируемой величины при скачкообразном изменении нагрузки в пределах  $\pm 100\%$ ;

минимальное время установления стационарного периодического режима при скачкообразном изменении нагрузки в пределах  $\pm 100\%$ .

Параметры силового оборудования, обеспечивающие необходимую мощность и коммутационную устойчивость инвертора (рис. 1) в стационарных режимах, с достаточной для практики точностью определяются с помощью широко используемого специалистами метода основной гармоники.

Однако аналитическое определение параметров силовой схемы и системы регулирования, обеспечивающих требуемые точность регулирования, качество переходных процессов и коммутационную устойчивость инвертора в динамических режимах ввиду сложности системы, представляет значительные трудности.

Исследование переходных процессов в стабилизированном инверторе тока (рис. 1) проводилось на аналоговой матема-

тической модели. При исследовании инвертора были приняты следующие допущения:

вентили идеальные;

активными потерями в схеме пренебрегаем.

**Уравнения замкнутой системы регулирования.** Инвертор (рис. 1) должен обеспечивать стабилизацию выходного напряжения при изменении входного напряжения в заданных пределах и изменении нагрузки от холостого хода до nominalной.

Как следует из рис. 1, исследуемый инвертор представляет собой сложную систему, в состав которой входят инвертор тока с геометрическим сложением напряжений двух блоков и ряд компенсирующих устройств, выполненных в виде тиристорно-дрессельных регуляторов. Подробное описание принципа работы схемы приведено в [Л. 1]. Ниже дается краткое изложение основных функций регулирующих устройств.

Стабилизация выходного напряжения  $U_1$  при изменении входного напряжения  $E_d$  осуществляется регулятором напряжения, воздействующим на изменение фазового сдвига между выходными напряжениями первого и второго блоков инвертора ( $U^{(1)}_j$  и  $U^{(2)}_j$ ).

С помощью пропорционально-интегральных регуляторов, воздействующих на смещение фазы управляющих импульсов вентилей компенсирующего устройства (КУ), происходит из-

менение реактивной мощности, потребляемой КУ первого и второго блоков инвертора. Регулирование осуществляется таким образом, чтобы выходное напряжение каждого блока не зависило от нагрузки, а являлось только функцией входного напряжения  $E_d$ , при этом  $\beta^{(1)} \approx \beta^{(2)} = \text{const}$  ( $\beta$  — угол опережения) и  $U_j^{(1)} \approx U_j^{(2)}$ .

С помощью пропорционально-интегрального регулятора осуществляется полная компенсация реактивной мощности нагрузки.

Дифференциальные уравнения системы при использовании для их записи переключающих функций [Л. 2] могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{di_d^{(m)}}{dt} &= \frac{E_d}{L} - \frac{1}{kL} f_1^{(m)} U_1^{(m)} + \frac{1}{kL} f_3^{(m)} U_2^{(m)} + \\ &\quad + \frac{L_K}{L} F_k^{(m)} \frac{di_k^{(m)}}{dt}; \\ \frac{di_k^{(m)}}{dt} &= \frac{1}{2} F_k^{(m)} \frac{di_d^{(m)}}{dt} - \\ &\quad - F_k^{(m)} \frac{1}{2kL_k} (f_2^{(m)} U_1^{(m)} - f_1^{(m)} U_2^{(m)}); \\ \frac{dU_1^{(m)}}{dt} &= \frac{1}{3C(m)} \left[ \frac{1}{k} (f_1^{(m)} - f_2^{(m)}) i_d^{(m)} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{U_1}{R} - i_{L1} + i_{L2} - 3i_{c1} + i_{p2} - 2i_{p1} + i_{p3} + i_{p2}^{(m)} - \right. \\ &\quad \left. - 2i_{p1}^{(m)} + i_{p3}^{(m)} + F_k^{(m)} (f_1^{(m)} - f_3^{(m)}) i_k^{(m)} \right]; \\ \frac{dU_2^{(m)}}{dt} &= \frac{1}{3C(m)} \left[ \frac{1}{k} (f_1^{(m)} + 2f_2^{(m)}) i_d^{(m)} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{U_2}{R} - i_{L2} + i_{L3} - 3i_{c2} + i_{p1} - 2i_{p2} + i_{p3} + \right. \\ &\quad \left. + i_{p1}^{(m)} - 2i_{p2}^{(m)} + i_{p3}^{(m)} + F_k^{(m)} (f_2^{(m)} + 2f_3^{(m)}) i_k^{(m)} \right]; \\ \sum_{j=1}^3 U_j^{(m)} &= 0; \quad U_j = U_j^{(1)} + U_j^{(2)}; \\ \frac{d(i_{L1} - i_{L2})}{dt} &= \frac{1}{L_H} U_1; \quad \frac{d(i_{L2} - i_{L3})}{dt} = \frac{1}{L_H} U_2; \\ i_{c1} &= C_k \frac{dU_1}{dt}. \end{aligned} \quad (1)$$

Уравнение силового органа КУ  $m$ -го блока инвертора

$$\frac{di_{pi}^{(m)}}{dt} = F_{pi}^{(m)} \frac{1}{L_p^{(m)}} U_j^{(m)}; \quad (2)$$

уравнение силового органа КУ на стороне нагрузки

$$\frac{di_{pj}}{dt} = F_{pj} \frac{1}{L_p} U_j; \quad (3)$$

уравнение регулятора напряжения

$$\begin{aligned} x &= U_{\text{ст}} - \sum_{j=1}^3 |U_j|; \\ U_x &= \frac{1}{T_1} \int_0^t x dt; \end{aligned} \quad (4)$$

уравнение регулятора КУ  $m$ -го блока

$$\begin{aligned} y^{(m)} &= U_{\text{ст}}^{(m)} - U_{\beta}^{(m)}; \\ U_y^{(m)} &= k_1^{(m)} y^{(m)} + \frac{1}{T_1^{(m)}} \int_0^t y^{(m)} dt; \end{aligned} \quad (5)$$

уравнение регулятора КУ па стороне нагрузки

$$\left. \begin{aligned} z &= \sum_{j=1}^3 i_j \text{sign} \frac{dU_j}{dt}; \\ U_z &= k_2 z + \frac{1}{T_2} \int_0^t z dt. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В этих уравнениях:  $j$  — номер фазы нагрузки ( $j = 1, 2, 3$ );  $m$  — номер мостового инверторного блока ( $m = 1, 2$ );  $k$  — коэффициент трансформации трансформатора;  $L_k$  — индуктивность рассеяния трансформатора;  $i_k^{(m)}$  — ток в контуре коммутации;  $F_i^{(m)}$  — переключающие функции, имитирующие работу вентилей мостовой схемы ( $i = 1, 2, \dots, 6$ );  $F_i^{(m)} = 1$ , если соответствующие ей два вентиля проводят ток, и  $F_i^{(m)} = 0$  в остальную часть периода инвертируемого напряжения;  $F_k^{(m)}$  — переключающая функция, имитирующая наличие ( $F_k^{(m)} = 1$ ) или отсутствие ( $F_k^{(m)} = 0$ ) тока  $i_k^{(m)}$  в контуре коммутации;  $F_{pj}^{(m)}$ ,  $F_{pj}$  — переключающие функции, имитирующие наличие ( $F_{pj}^{(m)} = 1$ ,  $F_{pj} = 1$ ) или отсутствие ( $F_{pj}^{(m)} = 0$ ,  $F_{pj} = 0$ ) токов  $i_{pj}^{(m)}$  и  $i_{pj}$  в силовых органах соответствующего компенсирующего устройства;  $x$ ,  $y^{(m)}$ ,  $z$ ,  $U_x$ ,  $U_y^{(m)}$ ,  $U_z$  — входные и соответствующие им выходные сигналы регуляторов;  $U_{\text{ст}}$ ,  $U_{\beta}^{(m)}$  — постоянные эталонные напряжения;  $U_{\beta}^{(m)}$  — сигнал, пропорциональный углу опережения  $\beta^{(m)}$ .

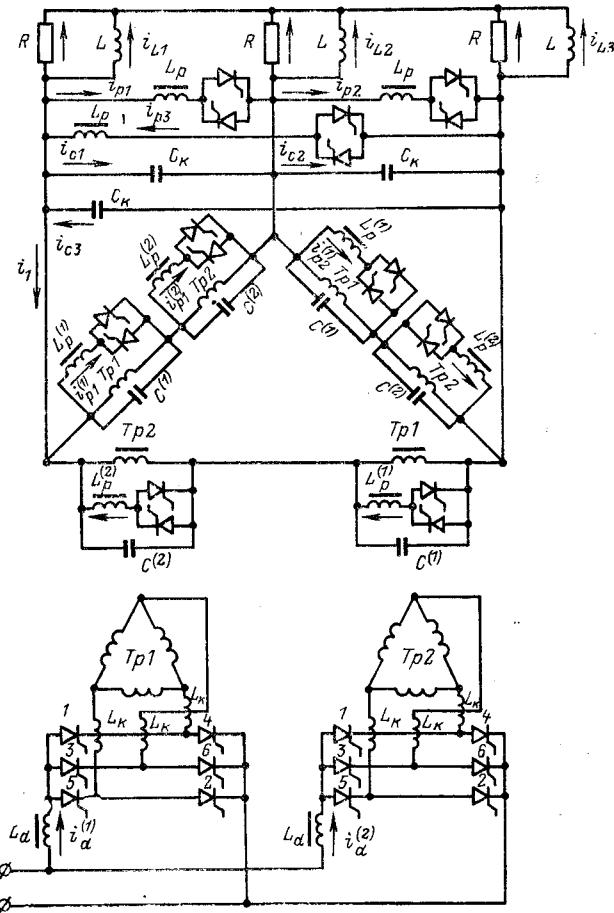


Рис. 1. Схема стабилизированного инвертора тока с геометрическим сложением напряжений двух блоков.

$$\bar{L} = L_d^{(m)} + 2L_k; f_1^{(m)} = F_4^{(m)} + F_5^{(m)} - F_1^{(m)} - F_2^{(m)}; f_2^{(m)} = F_3^{(m)} + F_4^{(m)} - F_5^{(m)} - F_6^{(m)}; f_3^{(m)} = F_1^{(m)} + F_6^{(m)} - F_3^{(m)} - F_4^{(m)}.$$

Исследование переходных процессов, связанное с решением приведенной системы дифференциальных уравнений, осуществлялось статистическим методом планирования экстремальных экспериментов [Л. 3].

На аналоговой математической модели ставился эксперимент с целью поиска параметров системы, обеспечивающих наилучшие показатели качества переходных процессов и необходимый запас коммутационной устойчивости при скачкообразном изменении нагрузки в пределах  $\pm 100\%$ .

Качество переходных процессов и запас коммутационной устойчивости инвертора при скачкообразном изменении нагрузки оценивались следующими критериями оптимизации:

максимальный всплеск выходного напряжения при сбросе нагрузки

$$y_1 = + \frac{\Delta U_j}{U_j};$$

максимальный провал выходного напряжения при наборе нагрузки

$$y_2 = - \frac{\Delta U_j}{U_j};$$

максимальное уменьшение угла, предоставляемого для восстановления запирающих свойств тиристоров (угла запирания), при наборе нагрузки

$$y_3 = \frac{\delta_{\text{уст}}^{(1)}}{\delta_{\text{уст}}^{(1)}},$$

где  $\delta_{\text{уст}}^{(1)}$  — значение угла запирания в стационарном режиме;  $\delta_{\text{уст}}^{(1)}$  — минимальное значение угла запирания в переходном процессе при наборе нагрузки.

Исходя из требований, предъявляемых к качеству переходных процессов и коммутационной устойчивости инвертора, первые два критерия необходимо минимизировать ( $y_1 \rightarrow 0$  и  $y_2 \rightarrow 0$ ), а третий критерий — максимизировать ( $y_3 \rightarrow 1$ ).

Аналитический вид функции, связывающей данный критерий оптимизации с параметрами (факторами) системы, определяющими исследуемый процесс, неизвестен. Применение статистического метода планирования экстремальных экспериментов дает возможность установить функциональную зависимость между входными и выходными параметрами системы для заданной поверхности отклика и на основании полученного математического описания решить задачу оптимизации при постановке минимального числа опытов.

Исследовался автономный инвертор тока (рис. 1) со следующими техническими данными:  $P=500$  кВт,  $\cos \varphi=0,6$ ,  $E_d=180-280$  В,  $U_n=400$  В (линейное).

Параметры элементов силового оборудования, обеспечивающие заданную мощность и коммутационную устойчивость инвертора в стационарных режимах, определялись методом основной гармоники.

Законы регулирования (пропорционально-интегральные) и области варьирования параметров регулирующих устройств, обеспечивающие устойчивую работу инвертора в статических и динамических режимах, определялись на аналоговой математической модели.

Выбранные критерии оптимизации, характеризующие динамические отклонения регулируемой величины и изменение запаса коммутационной устойчивости инвертора при скачкообразном изменении нагрузки, зависят от ряда параметров (факторов) системы регулирования и силовой схемы инвертора.

В качестве факторов были выбраны следующие параметры системы: индуктивность входного дросселя  $L_d=0,03-0,2$  мГн; индуктивность рассеяния трансформатора  $L_k=0,001-0,003$  мГн; индуктивности дросселей исполнительных органов КУ и КУ<sup>(m)</sup> ( $m=1, 2$ )  $L_p=0,05-0,13$  мГн,  $L_p^{(1)}=0,04-0,12$  мГн;  $L_p^{(2)}=0,06-0,18$  мГн; параметры регуляторов КУ<sup>(m)</sup> ( $m=1, 2$ )  $k_1^{(1)}=0-0,4$ ;  $T_1^{(1)}=2-10$  мс,  $k_1^{(2)}=0-0,3$ ,  $T_1^{(2)}=2-10$  мс; параметры регуляторов КУ  $k_2=0-0,001$ ;  $T_2=16-50$  мс; дискретные сигналы управления, вводимые в систему регулирования в момент скачкообразного изменения нагрузки  $\Delta F^{(m)}$  и  $\Delta F$ . Действие сигнала  $\Delta F^{(m)}$  ( $m=1,2$ ) аналогично за-

держке (при сбросе нагрузки) или опережению (при наборе нагрузки) очередного импульса системы управления вентилями мостовой схемы первого и второго блоков инвертора. Сигнал управления  $\Delta F$  воздействует на смещение фазы импульсов вентиляй КУ таким образом, чтобы повысить быстродействие регулятора,  $\Delta F^{(m)}=0-22^\circ$  (электр.),  $\Delta F=0-20^\circ$  (электр.).

Так как выбранное число факторов достаточно велико, исследование переходных процессов в схеме (рис. 1) на аналоговой математической модели было начато с постановки отсеивающих экспериментов. Для постановки отсеивающих экспериментов был принят метод случайного баланса [Л. 3 и 4]. При построении матрицы планирования по схеме случайного баланса использовались случайные выборки из полного факторного эксперимента  $2^4$ , принятого за основу. В соответствии с матрицей было реализовано 16 опытов. Статистический анализ экспериментальных данных позволил из 14 факторов, первоначально включенных в исследование, выбрать наиболее существенные (значимые) линейные эффекты и эффекты взаимодействия.

Предварительное исследование, проведенное при постановке отсеивающих экспериментов, показало, что из множества факторов на качество переходных процессов и коммутационную устойчивость инвертора влияют не более пятидесяти факторов. Это позволило при решении задачи оптимизации методом Бокса — Уилсона (метод кругового восхождения) использовать для построения линейных моделей дробные факторные планы типа  $2^{k-3}$  и  $2^{k-2}$ . Математические модели для каждого выбранного критерия оптимизации строились отдельно.

В табл. 1 приведена матрица планирования и в табл. 2 приведены области варьирования факторов.

Результаты эксперимента для критерия оптимизации  $y_1$  приведены ниже (%):

Номер опыта $i$	$\bar{y}_{1i}$	$\hat{y}_{1i}$
1	31	31
2	29	28,93
3	32,6	32,56
4	34,6	34,58
5	33	31,8
6	44,6	44,5
7	41	40,97
8	39,2	39,1

Результаты эксперимента  $\bar{y}_1$  представляют собой значение из двух параллельных опытов, рандомизированных во времени.

Расчетное значение  $\hat{y}_{1i}$  получено по уравнению регрессии (7) для значений факторов, соответствующих данной строке матрицы. Результаты эксперимента и расчетные значения показывают хорошее совпадение. Аналогичные планы типа  $2^{k-2}$  использовались при построении линейных моделей для  $y_2$  и  $y_3$ .

Значимость коэффициентов регрессии проверялась с помощью  $t$ -критерия Стьюдента. Проверка адекватности осуществлялась с помощью  $F$  критерия Фишера.

На основании экспериментального материала после статистического анализа были получены следующие уравнения регрессии, адекватно описывающие исследуемые процессы:

$$y_1 = + \frac{\Delta U_j}{U_j} \cdot 100 = 35,6 + 1,22L_p^{(1)*} + 1,22T_1^{(2)*} + 3,8L_d - 1,2k_1^{(1)*} + 1,22T_1^{(1)*} - 2,2\Delta F^{(2)*}; \quad (7)$$

$$y_2 = - \frac{\Delta U_j}{U_j} \cdot 100 = 28,1 + 2,25E_d - 1,87\Delta F^{(1)*} - 1,62\Delta F^{(2)*}; \quad (8)$$

$$y_3 = \frac{\delta_{\text{уст}}^{(1)}}{\delta_{\text{уст}}^{(1)}} \cdot 100 = 61,5 - 4,5L_p^{(1)*} - 2,4L_k - 3,4L_d + 9\Delta F^{(1)*} - 4,4\Delta F^{(2)*}. \quad (9)$$

В (7)–(9) значения  $y_1-y_3$  даны в процентах, а переменные со звездочкой — их кодированные значения.

Исследование переходных процессов статистическим методом планирования экспериментов позволило получить количественные оценки степени влияния параметров системы на

Таблица 1

Номер опыта <i>n</i>	Факторы					
	<i>X</i> <sub>1</sub>	<i>X</i> <sub>3</sub>	<i>X</i> <sub>5</sub>	<i>X</i> <sub>4</sub>	<i>X</i> <sub>6</sub>	<i>X</i> <sub>2</sub>
1	—	—	—	+	+	—
2	+	—	—	—	—	+
3	—	+	—	—	+	+
4	+	+	—	+	—	—
5	—	—	+	+	—	+
6	+	—	+	—	+	—
7	+	+	+	—	—	—
8	+	+	+	+	+	+

Примечание. Условными знаками "+" и "-" сокращенно обозначены кодированные значения факторов +1 и -1; ошибка опыта  $s\{y_i\} = 1,2$ ;  $f = 8$ ;  $s\{b_i\} = 0,386$ .

Таблица 2

Уровень	Независимые переменные					
	<i>L</i> <sup>(1)</sup> , мГн	<i>T</i> <sub>2</sub> , мс	<i>L</i> <sub>d</sub> <sup>*</sup> , мГн	<i>k</i> <sub>1</sub> <sup>(1)</sup>	<i>T</i> <sub>1</sub> <sup>(1)</sup> , мс	<i>ΔF</i> <sup>(2)</sup>
Основной	0,09	30	0,09	0,15	6	5°
Интервал варьирования	0,03	10	0,03	0,15	2	5°
Верхний	0,12	40	0,12	0,3	8	10°
Нижний	0,06	20	0,06	0	4	0

Таблица 3

Номер опыта <i>n</i>	Переменные					
	<i>L</i> <sup>(1)</sup> , мГн	<i>T</i> <sub>2</sub> , мс	<i>L</i> <sub>d</sub> <sup>*</sup> , мГн	<i>k</i> <sub>1</sub> <sup>(1)</sup>	<i>T</i> <sub>1</sub> <sup>(1)</sup> , мс	<i>ΔF</i> <sup>(2)</sup>
1	0,083	28	0,07	0,18	5,5	7°
2	0,076	26	0,05	0,21	5,0	9°
3	0,069	24	0,03	0,24	4,5	11°
4	0,062	22	0,03	0,27	4,0	13°
5	0,055	20	0,03	0,30	3,5	15°
6	0,048	18	0,03	0,33	3,0	17°
7	0,041	16	0,03	0,36	2,5	19°
8	0,041	16	0,03	0,39	2,0	21°

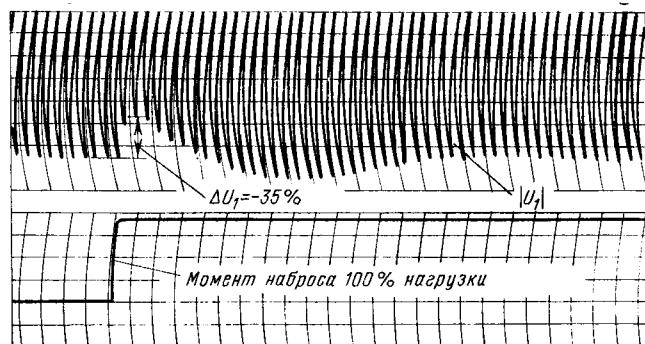
качество регулирования и коммутационную устойчивость инвертора при скачкообразном изменении нагрузки.

Анализируя полученные уравнения, можно сделать следующие выводы:

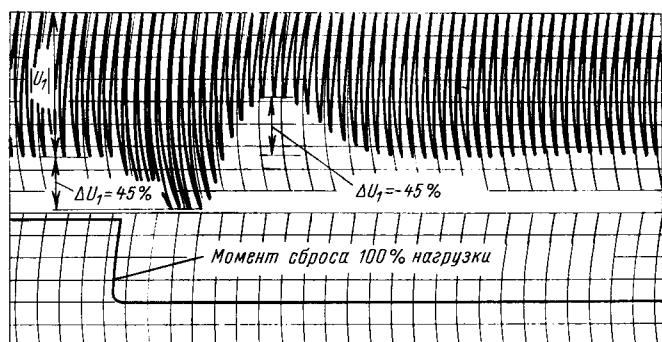
1. Наибольшее влияние на величину всплесков и провалов выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки оказывает величина индуктивности входного дросселя инвертора; так как коэффициенты регрессии в уравнениях (7) и (8) имеют знак плюс при  $L_d^{*}$ , то увеличение значения индуктивности приводит к значительным всплескам и провалам выходного напряжения.

2. Наибольшее влияние на величину угла запирания при наборе активно-индуктивной нагрузки оказывает дискретный сигнал управления  $\Delta F^{(1)}$ , воздействующий на смещение (в сторону опережения) фазы управляющих импульсов вентиляй мостовой схемы первого блока. Так как знак коэффициента регрессии при этом факторе плюс, то введение сигнала управления  $\Delta F^{(1)}$  в момент скачкообразного изменения нагрузки приводит к увеличению угла запирания  $\delta^{(1)}$ , т. е. повышает коммутационную устойчивость инвертора в динамических режимах.

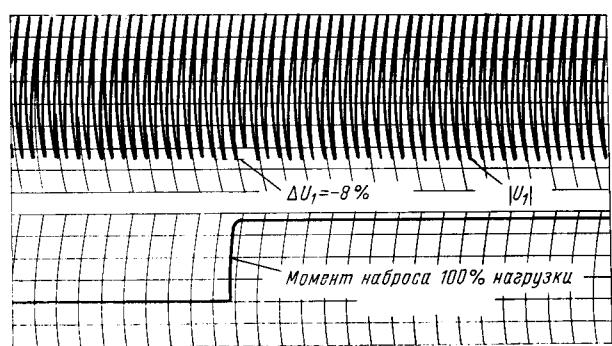
3. Существенное влияние на величину угла запирания  $\delta^{(1)}$  оказывают также такие параметры системы, как величина индуктивности дросселя исполнительного органа регулятора КУ<sup>(1)</sup>, индуктивность входного дросселя и индуктивность рассеяния трансформатора. Так как коэффициенты регрессии для этих параметров имеют знак минус, то для повышения коммутационной устойчивости инвертора в динамических режимах желательно иметь минимально допустимые значения  $L_p^{(1)}$ ,  $L_d$  и  $I_k$ .



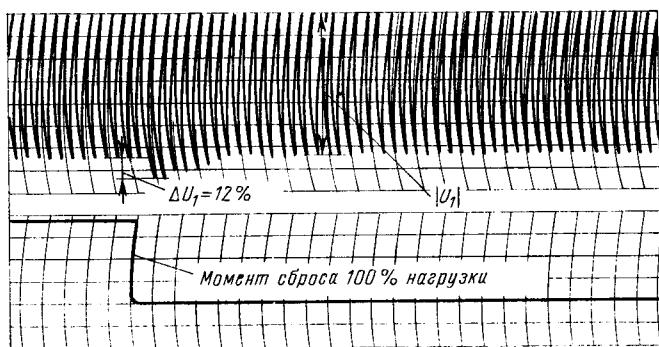
a)



б)



в)



г)

Рис. 2. Осциллографмы переходных процессов, показывающие изменение величины выходного напряжения.  
а и б — наброс и сброс 100% активно-индуктивной нагрузки (наихудшее сочетание параметров); в и г — наброс и сброс 100% активно-индуктивной нагрузки (оптимальные параметры).

4. Как следует из (7) — (9), параметры пропорционально-интегральных регуляторов оказывают значительно меньшее влияние на выбранные критерии оптимизации. В уравнения

(8) и (9) параметры пропорционально-интегральных регуляторов не входят, так как коэффициенты регрессии, оценивающие степень влияния этих факторов на  $y_2$  и  $y_3$ , оказались незначимыми. Следовательно, на величину максимального пропала выходного напряжения и величину угла запирания  $\delta_{\text{min}}$  при наборе нагрузки параметры пропорционально-интегральных регуляторов не влияют. Как следует из уравнения (7), при сбросе нагрузки для уменьшения всплеска выходного напряжения желательно иметь быстroredействующие регуляторы, т. е. значения постоянных  $T_1^{(1)}$  и  $T_2$  желательно иметь минимально допустимыми, а коэффициент при пропорциональном члене регулятора  $k_1^{(1)}$  — максимально допустимым, предельные значения этих параметров определяются заданной точностью и устойчивостью системы.

На основании полученных линейных моделей определялись параметры системы, обеспечивающие наилучшие значения  $y_1$ ,  $y_2$  и  $y_3$ . Оптимизация проводилась отдельно для  $y_1$ ,  $y_2$  и  $y_3$  методом крутого восхождения. На основании полученных результатов были выбраны параметры, удовлетворяющие заданным требованиям.

В табл. 3 приведена серия мысленных и реализованных опытов для крутого восхождения. Как следует из табл. 3, первым был реализован опыт с номером  $n=5$ , в котором значения четырех факторов ( $L_p^{(1)}$ ,  $L_d$ ,  $L_k$ ,  $T_1^{(1)}$  и  $\Delta F^{(2)}$ ) выходят за пределы областей, указанных в табл. 2. Результат этого опыта почти в 2 раза лучше самого лучшего результата предыдущей серии опытов из табл. 1. Это свидетельствует об эффективности движения в направлении градиента. Далее были реализованы опыты с номерами  $n=6-8$ . Лучший результат был получен в опыте с номером  $n=7$ . Дальнейшее движение в направлении линейного приближения приводит к увеличению значения  $y_1$ . По аналогии была проведена оптимизация для  $y_2$  и  $y_3$ . Оптимизация для  $y_2$  проводилась при изменении трех значащих факторов ( $L_d$ ,  $\Delta F^{(1)}$  и  $\Delta F^{(2)}$ ), все остальные факторы, оказавшиеся незначимыми, поддерживались постоянными. Так как задача состояла в достижении области оптимума, а не в детальном ее изучении, планы второго порядка не рассматривались. Проанализируем данные опытов, в которых были получены лучшие значения  $y_1$ ,  $y_2$  и  $y_3$ . Значения параметров (факторов) в этих опытах принимали либо граничные значения, либо близкие к граничным значениям. Некоторое противоречие возникает при выборе значения сигнала управления  $\Delta F^{(2)}$ . Как следует из уравнений регрессии (7) и (8)

и табл. 3 для уменьшения всплесков и провалов в выходном напряжении инвертора желательно, чтобы при сбросе и наборе 100% нагрузки величина этого сигнала была максимальной. Однако для повышения запаса коммутационной устойчивости сигнал  $\Delta F^{(2)}$  желательно иметь близким к нулю. Было решено ввести этот сигнал в систему регулирования, но несколько снизить его значение, по сравнению с данными, полученными в процессе оптимизации в табл. 3. Это несколько ухудшает значение  $y_3$ , но в допустимых пределах, о чем свидетельствуют экспериментальные результаты.

На рис. 2 приведены осциллограммы, иллюстрирующие полученные результаты. О характере переходного процесса при скачкообразном изменении нагрузки можно судить погибающей выходного напряжения инвертора  $U_j$  (выпрямленное значение).

На рис. 2 для сравнения приведены два варианта:

1. Наихудшее сочетание параметров в заданной области факторного пространства, описанного уравнениями (7) — (9)  $L_p^{(1)}$ ,  $L_d$ ,  $L_k$ ,  $T_2$  и  $T_1^{(1)}$  — максимальные значения,  $k_1^{(1)}$ ,  $\Delta F^{(1)}$  и  $\Delta F^{(2)}$  — минимальные значения при этих значениях параметров:  $y_1 = +45\%$ ;  $y_2 = -35\%$ ,  $y_3 = 45\%$ .

2. Оптимальные параметры:  $L_d = 0,03 \text{ мГн}$ ,  $L_p^{(1)} = 0,04 \text{ мГн}$ ,  $L_k = 0,001 \text{ мГн}$ ,  $T_2 = 15 \text{ мс}$ ,  $T_1^{(1)} = 2,5 \text{ мс}$ ,  $\Delta F^{(1)} = -20^\circ$  (электр.),  $\Delta F^{(2)} = +15^\circ$  (электр.), при которых  $y_1 = +12\%$ ;  $y_2 = -8\%$ ;  $y_3 = 98\%$ .

**Вывод.** Применение метода планирования экстремальных экспериментов позволило получить уравнения регрессии, на основании которых были определены параметры, обеспечивающие наилучшие значения выбранных критериев оптимизации.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Раскин Л. Я. Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. М., «Энергия», 1970.
2. Кантер И. И., Васильев Ю. П., Резчиков А. Ф. Машинный метод исследования переходных процессов в преобразователях частоты инверторного типа. — «Изв. вузов. Электротехники», 1966, № 10.
3. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965.
4. Satterthwaite F. E. — «Technometrics I», 1956, № 2.

[18.8.1975]



УДК 621.313.322-81.013.8:621.313.392

## Определение э. д. с. на зажимах между полюсной катушки, предназначеннай для измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем

Инж. ТАНИЧ Л. П., канд. техн. наук ФЕДОРОВ В. Ф.

ВНИИэлектромаш

В бесщеточных системах возбуждения синхронных машин возникает проблема получения непрерывной информации о значении тока ротора возбуждаемой машины. Одним из способов получения такой информации является применение между полюсной измерительной катушки. Принцип измерения с помощью такой катушки основан на использовании высших гармоник и. с. обмотки якоря бесщеточного возбудителя. В измерительной катушке, установленной между полюсами обращенного явнополюсного синхронного возбудителя (см. рисунок), наводятся э. д. с. от поля высших пространственных гармоник и. с. обмотки якоря (режим короткого замыкания), от изменения во времени потока рассеяния обмотки возбуждения и от воздействия зубчатости (режим холостого хода).

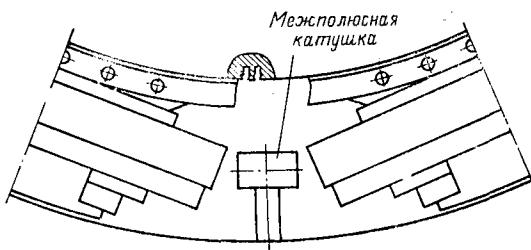
Измерительная между полюсная катушка представляет собой гетинаксовую рамку, на которую наматывается провод. Так как э. д. с. индуцируемые в контурах полюсной системы, а значит, и в измерительной катушке, практически линей-

но зависят от выпрямленного тока [Л. 1], то по значениюю э. д. с. на зажимах измерительной катушки может быть определен ток ротора возбуждаемой машины.

Неравномерность воздушного зазора, вызванная наличием зубцов на якоре и обусловленная геометрией полюсных наконечников, оказывает большое влияние на величину гармоник поля и вызывает появление в нем дополнительных гармоник, отсутствующих при равномерном зазоре.

Сравнительно простой метод учета неравномерности воздушного зазора — метод гармонических проводимостей — был предложен Г. Кроном и позднее развит А. И. Вольдеком [Л. 2 и 3].

При анализе электромагнитного поля электрической машины принимаются следующие допущения: магнитная проницаемость стали — бесконечно велика ( $\mu = \infty$ ); электромагнитное поле — плоскопараллельное; краевой эффект, обусловленный конечной длиной машины, отсутствует; паз — бесконечно глубокий.



Распределение магнитной индукции, создаваемой обмоткой, по которой протекает ток, вдоль воздушного зазора при равномерном зазоре  $\delta$  описывается выражением:

$$B = \frac{\mu_0}{\delta} F, \quad (1)$$

где  $\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха;  $F$  — н. с. обмотки.

В реальных электрических машинах воздушный зазор неравномерен, так как обычно якорь и индуктор не бывают гладкими. Индукция под пазом, не занятим током, и под пазом, занятим током, вычисляется по формулам [Л. 4] метода конформного отображения на основе теории скалярного магнитного потенциала. Распределение индукции вдоль воздушного зазора описывается выражением:

$$B = \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_\delta F. \quad (2)$$

Здесь относительная магнитная проводимость воздушного зазора, учитывающая двухстороннюю зубчатость

$$\lambda_\delta = \lambda_{\delta 1} \lambda_{\delta 2}, \quad (3)$$

где  $\lambda_{\delta 1}$  — относительная магнитная проводимость воздушного зазора, образованного зубчатым якорем и гладким статором;  $\lambda_{\delta 2}$  — относительная магнитная проводимость воздушного зазора, образованного явнополюсным статором и гладким ротором.

Относительную магнитную проводимость воздушного зазора, обусловленную зубчатостью якоря  $\lambda_{\delta 1}$ , можно представить как сумму постоянной составляющей  $\lambda_0$  и высших гармонических

$$\lambda_{\delta 1} = \lambda_{\delta 1} - \sum_k \lambda_k \cos kz (\beta - \omega t), \quad (4)$$

где  $z$  — число всех зубцов якоря;  $\beta$  — геометрический угол, отсчитываемый вдоль воздушного зазора;  $k=1, 2, 3, \dots$  — порядок зубцовой гармонической проводимости по отношению к основной зубцовой гармонической;  $\omega$  — механическая угловая скорость вращения якоря;  $\lambda_{\delta 1} = 1/k_{\delta 1}$  — постоянная составляющая относительной проводимости;  $k = \frac{t+10\delta}{b_3 + 10\delta}$  — коэффициент воздушного зазора [Л. 5];  $b_3$  — ширина зубца якоря;  $t$  — зубцовый шаг;  $\delta$  — воздушный зазор;  $\lambda_k = \theta \eta_k$  — амплитудные коэффициенты зубцовых гармонических проводимостей;

$$\theta = \frac{1-2u+u^2}{2(1+u^2)}; \quad u = \frac{s}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{s}{2\delta}\right)^2};$$

$$s — \text{ширина паза якоря}; \quad \eta_k = \frac{1}{k} \cdot \frac{4}{\pi} \times$$

$$\times \left[ 0,5 + \frac{(ks/t)^2}{0,78 - 2 \left( \frac{ks}{t} \right)^2} \right] \sin 1,6\pi \frac{ks}{t}$$

— коэффициент  $k$ -й гармонической проводимости.

Изменение индукции  $\theta$  является функцией  $s/\delta$ ;  $\eta_k$  зависит существенным образом от  $s/t$ .

Полюсную систему явнополюсной машины можно рассматривать как зубчатую конструкцию, имеющую один зубец (полюс) на полюсное деление, поэтому зубцовое деление  $t$  равно полюсному  $\tau$ , а ширина паза  $s = (1-\alpha)\tau$ , где  $\alpha$  — коэффициент полюсного перекрытия.

Очертание поверхности полюсного наконечника практически не влияет на поле в междуполюсном пространстве [Л. 6],

поэтому распределение индукции на поверхности в области междуполюсного пространства зависит только от отношений  $\frac{(1-\alpha)\tau}{\delta}$  и  $\tau/\delta$ .

Относительную полюсную проводимость, обусловленную явнополюсностью, целесообразно представить в виде ряда:

$$\lambda_{\delta 2} = \lambda_{\delta 2} + \sum_{i=2,4,6,\dots} \lambda_i \cos i\beta, \quad (5)$$

где  $\lambda_{\delta 2} = 1/k_{\delta 2}$ ;  $k_{\delta 2}$  — коэффициент воздушного зазора, рассчитанный для открытия паза  $(1-\alpha)\tau$ , зубцового деления  $\tau$  и зазора  $\delta$ .

Порядок гармоник  $i$  является четным по отношению к двойному полюсному делению  $2\tau$ . Графики амплитуд 2, 4, 6 и 8-й гармоник относительных полюсных проводимостей по данным [Л. 7] приведены в [Л. 3].

На основании (3), (4) и (5) относительная магнитная проводимость воздушного зазора, образованного зубчатым якорем и явнополюсным статором, равна:

$$\lambda_\delta = \frac{1}{k_{\delta 1} k_{\delta 2}} - \frac{1}{k_{\delta 2}} \sum_k \lambda_k \cos kz (\beta - \omega t) + \frac{1}{k_{\delta 1}} \sum_i \lambda_i \cos i\beta - \frac{1}{2} \sum_k \sum_i \lambda_k \lambda_i \{ \cos [(kz-i)\beta - k\omega t] + \cos [(kz+i)\beta - k\omega t] \}. \quad (6)$$

Последним слагаемым этого выражения, являющимся произведением двух малых величин, можно пренебречь.

Электромагнитное поле рассеяния обмоток возбуждения описывается выражением:

$$B_f = \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_\delta F_f \sigma, \quad (7)$$

где  $\lambda_\delta$  — определяется по (6);  $F_f$  — н. с. обмотки возбуждения, которая может быть представлена в виде следующего ряда Фурье [Л. 3]:

$$F_f = \frac{4}{\pi} \frac{2}{(1-\alpha)\pi} \frac{i_f \omega f}{2p} \left[ \sin \frac{(1-\alpha)\pi}{2} \cos \frac{\pi}{\tau} x - \frac{1}{3^2} \sin \frac{3(1-\alpha)\pi}{2} \cos \frac{3\pi}{\tau} x + \frac{1}{5^2} \sin \frac{5(1-\alpha)\pi}{2} \times \right. \\ \left. \times \cos \frac{5\pi}{\tau} x - \frac{1}{7^2} \sin \frac{7(1-\alpha)\pi}{2} \cos \frac{7\pi}{\tau} x + \dots \right], \quad (8)$$

где  $F_k$  — магнитный поток в основании сердечника полюса;  $\omega$  — угловая скорость вращения якоря.

При расположении измерительной катушки в междуполюсном окне в любой точке по высоте сердечника полюса от ярма до полюсного башмака коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \Phi_p / \Phi_M,$$

Если же катушка располагается в любой точке по высоте полюсного башмака, то коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \Phi / \Phi_p,$$

где  $\Phi_M$  — магнитный поток в основании сердечника полюса;  $\Phi_p$  — магнитный поток в сечении полюса у башмака;  $\Phi$  — основной магнитный поток при холостом ходе.

После подстановки  $\lambda_\delta$  и  $F_f$  из (6) и (8) в (7) получаем выражение для поля рассеяния обмотки возбуждения:

$$B_f = \frac{\mu_0}{\delta} \left[ \frac{1}{k_{\delta 1} k_{\delta 2}} - \frac{1}{k_{\delta 2}} \sum_k \lambda_k \cos kz (\beta - \omega t) + \frac{1}{k_{\delta 1}} \sum_i \lambda_i \cos i\beta \right] \frac{4}{\pi} \frac{2}{(1-\alpha)\pi} F_f \sigma \sum_s \pm \\ \pm \frac{1}{\varepsilon^2} \sin \varepsilon \frac{(1-\alpha)}{2} \pi \cos \varepsilon \frac{\pi}{\tau} x, \quad (9)$$

где  $\varepsilon = \left( +\frac{1}{1^2}; -\frac{1}{3^2}; +\frac{1}{5^2}; -\frac{1}{7^2} \right)$  — коэффициент ряда Фурье в (8).



короткое замыкание

$$i_{\text{в.к}} = 202 \text{ A}, \\ I_f = 2900 \text{ A};$$

нагрузка

$$I_{f\text{н}} = 2900 \text{ A}, \\ U_{\sim} = 350 \text{ В}, \\ i_{\text{в.н}} = 264 \text{ A}, \\ R_f = 0,155 \text{ Ом.}$$

Расхождение опытных и расчетных данных составляет 3%.

Приложение.

$$A = \sqrt{A_9^2 + A_{10}^2}; \quad A_9 = A_1 + A_3 + A_5 + A_7; \\ A_{10} = A_2 + A_4 + A_6 + A_8; \\ A_1 = \frac{\sin(kz - \zeta) \frac{\pi}{2}}{2(kz - \zeta)}; \quad A_2 = -\frac{\cos(kz + \zeta) \frac{\pi}{2}}{2(kz + \zeta)}; \\ A_3 = -\frac{\sin(kz - \zeta) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz - \zeta)}; \quad A_4 = \frac{\cos(kz + \zeta) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz + \zeta)}; \\ A_5 = \frac{\sin(kz + \zeta) \frac{\pi}{2}}{2(kz + \zeta)}; \quad A_6 = -\frac{\cos(kz - \zeta) \frac{\pi}{2}}{2(kz - \zeta)}; \\ D_1 = \sqrt{(D'_1)^2 + (D''_1)^2}; \quad D'_1 = -(K + N) \mu\omega + (K \mp N) kz; \\ D''_1 = (L \mp M) \mu\omega + (L + M) kz; \quad D_2 = \sqrt{E^2 + F^2}; \\ K = \frac{\sin(kz - \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz - \nu)} + \frac{\sin(kz - \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz - \nu)} + \\ + \frac{\sin(kz + \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz + \nu)} + \frac{\sin(kz + \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz + \nu)}; \\ L = -\frac{\cos(kz + \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz + \nu)} + \frac{\cos(kz + \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz + \nu)} - \\ - \frac{\cos(kz - \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz - \nu)} + \frac{\cos(kz - \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz - \nu)}; \\ M = -\frac{\cos(\nu + kz) \frac{\pi}{2}}{2(\nu + kz)} + \frac{\cos(\nu + kz) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu + kz)} - \\ - \frac{\cos(\nu - kz) \frac{\pi}{2}}{2(\nu - kz)} + \frac{\cos(\nu - kz) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu - kz)};$$

$$N = \frac{\sin(kz - \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz - \nu)} - \frac{\sin(kz - \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz - \nu)} - \\ - \frac{\sin(kz + \nu) \frac{\pi}{2}}{2(kz + \nu)} + \frac{\sin(kz + \nu) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(kz + \nu)}; \\ E = -\frac{\sin(\nu - i) \frac{\pi}{2}}{2(\nu - i)} - \frac{\sin(\nu - i) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu - i)} + \\ + \frac{\sin(\nu + i) \frac{\pi}{2}}{2(\nu + i)} - \frac{\sin(\nu + i) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu + i)}; \\ F = -\frac{\cos(\nu + i) \frac{\pi}{2}}{2(\nu + i)} + \frac{\cos(\nu + i) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu + i)} - \\ - \frac{\cos(\nu - i) \frac{\pi}{2}}{2(\nu - i)} + \frac{\cos(\nu - i) \frac{\alpha\pi}{2}}{2(\nu - i)}.$$

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воробей В. К., Федоров В. Ф. Метод бесконтактного измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем. — В кн.: Преобразовательные устройства и системы возбуждения синхронных машин. Л., «Наука», 1973.
2. Вольдек А. И. Влияние неравномерности воздушного зазора на магнитное поле асинхронной машины. — «Электричество», 1951, № 12.
3. Вольдек А. И., Лахметс Р. А. Магнитная проводимость воздушного зазора и расчет магнитного поля явнополюсных синхронных машин. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1968, № 6.
4. Рихтер Р. Электрические машины. М., ОНТИ, т. I, 1935, т. II, 1936.
5. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. М., Госэнергоиздат, ч. I. 1958.
6. Сорокер Т. Г., Горжевский И. И. Расчет магнитных полей в зазоре явнополюсной синхронной машины. — «Электричество», 1952, № 6.
7. Freeman E. M. The Calculation of Harmonics, due to slotting, in the Flux-Density Waveform of a Dynamo-Electric Machine. — «Proc. Inst. Electr. Eng.», 1962, vol. 109, part C, p. 581—589.

[9.7.1974]



УДК 621.313.323.016.25.078

## Регулирование реактивной мощности крупного синхронного двигателя

ОРЕЛ О. А.

Харьков

При проектировании, наладке и эксплуатации систем электроснабжения промышленных предприятий, имеющих крупный синхронный двигатель (СД), возникает необходимость выбора и поддержания наиболее рационального значения реактивной мощности этого СД. Подобная задача рассматривалась в [Л. 1], где проанализировано регулирование возбуждения СД при неизменном напряжении питания. Такое допущение может быть принято в тех случаях, когда СД использован для привода

механизма со спокойной нагрузкой и продолжительным режимом работы (насос, вентилятор и т. п.); напряжение питающей сети остается неизменным вследствие неизменности нагрузки как самого СД, так и остальных потребителей.

В статье на основе опыта проектирования и наладки УГПИ «Тяжпромэлектропроект» [Л. 2] получены удобные для инженерной практики соотношения для определения наиболее рационального значения реактивной составляющей тока СД,

работающего с переменной нагрузкой на валу и подключенного к источнику питания вместе с другими токоприемниками, работа которых сопровождается изменяющимся потреблением реактивной мощности. Такие условия характерны, в частности, для систем электроснабжения прокатных цехов металлургических заводов, где номинальная мощность СД достигает 10—25 МВ·А в единице, а изменения реактивной мощности остальных токоприемников, в состав которых входят мощные вентильные преобразователи регулируемых электроприводов, создают колебания и отклонения напряжения на шинах 6(10) кВ понизительной подстанции до нескольких процентов. Эти изменения напряжения могут выходить за допустимые значения, нормируемые ГОСТ 13109-67 на качество электроэнергии, и стремление уменьшить их путем соответствующего регулирования реактивной мощности СД, является актуальной задачей.

В дальнейшем будем исходить из условия, что СД выбран, и его параметры известны. В качестве исходной принятая схема узла нагрузки (см. рисунок), содержащего участок сети с эквивалентным активным  $r_{\text{ф.с}}$  и реактивным  $x_{\text{ф.с}}$  сопротивлениями фазы, один СД и  $n$  прочих потребителей. Такой узел нагрузки является наиболее характерным элементом систем электроснабжения прокатных цехов металлургических заводов, а также других предприятий, и поэтому взят за основу при дальнейшем изложении.

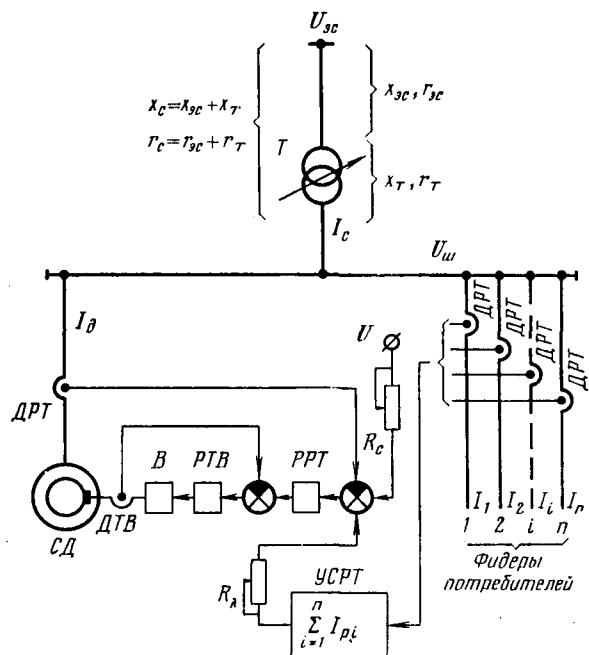
Поскольку суточные и сезонные изменения напряжения энергосистемы могут быть скомпенсированы соответствующим переключением отпаек трансформатора  $T$  под нагрузкой, напряжение энергосистемы будем считать неизменным.

**Регулирование СД, обеспечивающее минимум изменений напряжения на шинах узла нагрузки.** При работе потребителей вследствие непостоянства величины их токов на шинах узла нагрузки возникают изменения напряжения

$$\Delta U_{\text{III}} = \sqrt{3} (x_{\Phi, \text{c}} I_{\text{p,c}} + r_{\Phi, \text{c}} I_{\text{a,c}}) = x_{\text{c}} I_{\text{p,c}} + r_{\text{c}} I_{\text{a,c}}, \quad (1)$$

где  $r_c = r_{\text{ф.с}} V^3$ ;  $x_c = x_{\text{ф.с}} V^3$  — эквивалентное активное и реактивное сопротивления рассматриваемого участка сети;  $I_{\text{а.с.}}$ ,  $I_{\text{р.с.}}$  — активная и реактивная составляющие тока сети (фидера, питающего шины узла нагрузки).

При дальнейшем изложении активные и реактивные составляющие токов будем называть реактивными и активными токами. Будем принимать реактивные токи со знаком плюс, если они являются отстающими, и со знаком минус, если они



## Однолинейная схема узла нагрузки и структурная схема регулирования синхронного двигателя

*T* — трансформатор; *СД* — синхронный двигатель; *ДРТ* — датчик реактивного тока; *ДТВ* — датчик тока возбуждения; *РТВ* — регулятор тока возбуждения; *РРТ* — регулятор реактивного тока; *УСРТ* — устройство для суммирования выходных сигналов лагников реактивного тока.

являются опережающими по отношению к напряжению на ширине узла нагрузки.

Из рисунка на основании закона Кирхгофа

$$I_{\text{p.c.}} = \sum_{i=1}^n I_{pi} + I_{\text{p.d.}}; \quad (2)$$

$$I_{\text{a.c.}} = \sum_{i=1}^n I_{ai} + I_{\text{a.d.}}, \quad (3)$$

где  $I_{pi}$ ,  $I_{ai}$  — реактивный и активный ток  $i$ -го потребителя ( $i = 1, 2, 3, \dots, n$ );  $I_{pd}$ ,  $I$  — реактивный и активный ток СД.

Подставляя (2) и (3) в (1), получаем:

$$\Delta U_{\text{III}} = x_l \left( \sum_{i=1}^n I_{pi} + I_{p,d} \right) + r_c \left( \sum_{i=1}^n I_{ai} + I_{a,d} \right). \quad (4)$$

Полагая активные нагрузки СД, а также активные и реактивные нагрузки остальных  $n$  потребителей независимыми переменными, определяемыми лишь технологическими факторами производственного процесса, из (4) найдем условие, при котором  $\Delta U_{\text{ш}} = 0$ :

$$I_{p.d} = - \sum_{i=1}^n I_{pi} - \frac{r_c}{x_c} I_{a.c.} \quad (5)$$

В промышленных установках значения  $\sum_{i=1}^n I_{pi}$  и  $I_a$  с являются-

ся соизмеримыми, а  $r_c$  почти на порядок меньше, чем  $x_c$ . Это обстоятельство позволяет в инженерных расчетах упростить выражение (5), записав его следующим образом:

$$I_{\text{P},d} \approx - \sum_{i=1}^n I_{pi}. \quad (6)$$

Из (6) вытекает, что для обеспечения  $\Delta U_{ш} = 0$  реактивный ток СД в каждый момент времени должен быть равен по величине и противоположен по закону алгебраической сумме реактивных токов остальных потребителей узла нагрузки.

Поддержание реактивного тока СД в соответствии с уравнением (6) соответствовало бы не только поддержанию неизменности напряжения на шинах узла нагрузки, но и работе этого узла с  $\cos \varphi = 1$ , т. е. работе с полной компенсацией реактивной мощности. В промышленных условиях столь точное регулирование не требуется. Согласно ГОСТ 13109-67 на зажимах осветительных ламп и радиоприборов допускаются колебания напряжения (сверхдопустимых отклонений)  $\Delta U_{\text{доп}} = 1+6/m$  ( $m$  — число колебаний в час), а для прокатных станов  $\Delta U_{\text{доп}} = 1,5\%$  номинального при неограниченной частоте. Что касается коэффициента мощности, то согласно ПУЭ его средневзвешенное значение не должно быть ниже 0,92—0,94, т. е. полная компенсация не требуется. Поэтому вместо полной компенсации реактивных токов узла нагрузки на практике целесообразно ограничиться частичной компенсацией, что может быть достигнуто, если в уравнение (6) ввести понижающий коэффициент  $\lambda_m < 1$ :

$$I_{p,d} = \lambda_{\Delta u} \sum_{i=1}^n I_{pt}, \quad (7)$$

откуда

$$\lambda_{\Delta u} = 1 - \frac{\Delta U_{\text{ш.доп.}}}{x_c \sum_{i=1}^n I_{pi}} \quad (8)$$

При настройке реальных систем регулирования СД значение коэффициента  $\lambda_{\Delta u}$  степени компенсации, определяемое по уравнению (8), может корректироваться по данным фактических измерений  $\Delta U_{\text{ш}}$ . Причинами корректировки  $\lambda_{\Delta u}$  может быть стремление уменьшить  $\Delta U_{\text{ш}}$  в переходных режимах, необходимость снижения температуры нагрева СД, ограничения по току возбуждения и т. п.

**Регулирование СД, обеспечивающее минимум потерь электроэнергии.** Определим реактивный ток СД, при котором работа узла нагрузки сопровождается минимально возможными потерями электроэнергии. Будем учитывать потери в самом СД и элементах питающей сети, полагая при этом, что потери энергии в остальных потребителях определяются лишь степенью их участия в технологическом процессе предприятия и не зависят от регулирования СД.

Потери энергии в сети

$$p_c = 3r_{\Phi,c} I^2 c + p_{ж,c} = 3r_{\Phi,c} (I^2 a_c + I^2 p.c) + p_{ж,c} = \\ = 3r_{\Phi,c} \left( \sum_{i=1}^n I_{ai} + I_{a,d} \right)^2 + 3r_{\Phi,c} \left( \sum_{i=1}^n I_{pi} + I_{p,d} \right)^2 + p_{ж,c}, \quad (9)$$

где  $I_c$  — полный ток сети;  $p_{ж,c}$  — потери в стали понижающего трансформатора.

Потери энергии в СД

$$p_d = p_{mех} + p_m + p_{ж} + p_f + p_{доб}, \quad (10)$$

где составляющие потерь:  $p_{mех}$  — механические (на трение и вентиляцию);  $p_m$  — в меди обмотки статора;  $p_{ж}$  — в активном железе статора;  $p_f$  — на возбуждение;  $p_{доб}$  — добавочные (в полюсных наконечниках и демпферной клетке).

Потери в меди статора

$$p_m = 3r_d I^2 d = 3r_d (I^2 a.d + I^2 p.d), \quad (11)$$

где  $r_d$ ,  $I_d$  — сопротивление и полный ток фазы статора.

Потери в железе статора СД можно принять пропорциональными квадрату потока [Л. 3]:

$$p_{ж} = k_{ж} \Phi^2 = k_{ж} (\Phi_0 + \Delta\Phi)^2 \approx k_{ж} (\Phi_0 - \sigma I_{p,d})^2. \quad (12)$$

Коэффициент пропорциональности между потерями в железе статора и потоком в нем

$$k_{ж} = \frac{p_{ож}}{\Phi_0^2}, \quad (12b)$$

где  $p_{ож}$ ,  $\Phi_0$  — потери в железе статора и поток в нем при холостом ходе. Коэффициент пропорциональности между прращениями потока и реактивного тока

$$\sigma = \frac{\Phi_n - \Phi_0}{I_n V \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_n}}, \quad (12c)$$

где  $\Phi_n$  — поток в железе статора при номинальном режиме СД;  $I_n$  — номинальный ток статора СД.

Потери на возбуждение, осуществляющее от статического преобразователя,

$$p_f = p_{fж} + r_f i^2 f, \quad (13)$$

где  $p_{fж}$  — потери в железе трансформатора статического возбудителя;  $r_f$  — активное сопротивление контура возбуждения;  $i_f$  — ток возбуждения.

Исходя из упрощенной векторной диаграммы СД, выразим ток возбуждения следующим образом:

$$i_f = \sqrt{\left( i_{f0} - k_m I_{p,d} - I_{p,d} \frac{i_{f0n} - i_{f0}}{I_n} \right)^2 + (k_m I_{a,d})^2}, \quad (14)$$

где  $i_{f0}$  — ток возбуждения СД при холостом ходе и  $\Phi = \Phi_0$ ;  $i_{f0n}$  — ток возбуждения СД при холостом ходе и  $\Phi = \Phi_0 (1+x_s)$ ;  $x_s$  — индуктивность рассеяния обмотки статора (в относительных единицах);  $k_m$  — масштабный коэффициент приведения тока статора к току возбуждения;

$$k_m \approx \frac{i_{f0n} \cos \varphi = 0 - i_{f0n}}{I_n}, \quad (14a)$$

где  $i_{f0n} \cos \varphi = 0$  — ток возбуждения при номинальном токе статора  $I_n$  и опережающем  $\cos \varphi = 0$ .

Потери на возбуждение (13) с учетом (14) можно выразить следующим образом:

$$p_f = p_{fж} + r_f \left[ i_{f0} - I_{p,d} \left( k_m + \frac{i_{f0n} - i_{f0}}{I_n} \right) \right]^2 + r_f (k_m I_{a,d})^2. \quad (15)$$

Суммарные потери в синхронном двигателе и питающей сети

$$p_\Sigma = 3r_{\Phi,c} \left( \sum_{i=1}^n I_{ai} + I_{a,d} \right) + 3r_{\Phi,c} \left( \sum_{i=1}^n I_{pi} + I_{p,d} \right)^2 + \\ + p_{ж,c} + p_{mех} + 3r_d (I^2 a.d + I^2 p.d) + k_{ж} (\Phi_0 - \sigma I^2 p.d)^2 + \\ + p_{fж} + r_f \left[ i_{f0} - I_{p,d} \left( k_m + \frac{i_{f0n} - i_{f0}}{I_n} \right) \right]^2 + r_f (k_m I_{a,d})^2 + p_{доб}. \quad (16)$$

Продифференцировав уравнение (16), получим:

$$\frac{dp_\Sigma}{dI_{p,d}} = 2 \left[ a I_{p,d} + b \left( \sum_{i=1}^n I_{pi} + I_{p,d} \right) - c \right], \quad (17)$$

где

$$a = 3r_d + k_{ж}\sigma^2 + r_f \left( k_m + \frac{i_{f0n} - i_{f0}}{I_n} \right)^2; \quad (18)$$

$$b = 3r_{\Phi,c}; \quad (19)$$

$$c = k_{ж}\Phi_0 + r_f \left( k_m + \frac{i_{f0n} - i_{f0}}{I_n} \right) i_{f0}. \quad (20)$$

Приравняв нуль правую часть выражения (17) и решив полученное уравнение относительно  $I_{p,d}$ , найдем значение реактивного тока СД, при котором суммарные потери узла нагрузки имеют минимум:

$$I_{p,d} = -\lambda_p \sum_{i=1}^n + I^*, \quad (21)$$

где

$$\lambda_p = \frac{b}{a+b}; \quad (22)$$

$$I^* = \frac{c}{a+b}. \quad (23)$$

Реактивный ток СД, обеспечивающий минимум потерь электроэнергии, является оптимальным по потерям; выражение (21) показывает, что он складывается из двух составляющих. Первая составляющая противоположна по знаку и пропорциональна по величине алгебраической сумме реактивных токов остальных потребителей, т. е. всех потребителей узла нагрузки, кроме СД. Поскольку  $\lambda_p$  всегда меньше единицы, как это видно из (22), то первая составляющая оптимального реактивного тока СД всегда по модулю меньше алгебраической суммы реактивных токов остальных потребителей, что соответствует в каждый момент времени лишь частичной компенсации реактивной мощности узла нагрузки.

Значение и знак второй составляющей оптимального реактивного тока СД определяются только соотношением некоторых конструктивных параметров СД и узла нагрузки. Вторая составляющая всегда положительна, т. е. имеет всегда индуктивный характер; это обстоятельство объясняется тем,

что при  $\sum_i I_{pi} = 0$  минимум потерь в самом СД и питающей

сети имеет место не при холостом ходе двигателя, когда  $\Phi = \Phi_0$  и  $i_f = i_{f0}$ , а при  $\Phi < \Phi_0$  и  $i_f < i_{f0}$ , т. е. при работе СД с некоторым недовозбуждением.

**Схемная реализация рассмотренных законов регулирования СД.** Сопоставление выражений для реактивных токов СД, обеспечивающих минимум изменений напряжения на шинах узла нагрузки (6) и (7) и минимум потерь электроэнергии (21), показывает, что все эти выражения имеют одинаковую структуру. Поэтому любой из рассмотренных здесь принципов регулирования реактивных токов СД может быть реализован с помощью одной и той же схемы, приведенной на рисунке. Работоспособность этой схемы подтверждена опытом эксплуатации систем автоматического регулирования ионного возбуждения двенадцати СД мощностью  $2,92 \div 7$  МВ·А и тиристорного возбуждения пяти СД мощностью  $5,5 \div 9,7$  МВ·А на трех непрерывных листовых станах 1700 горячей прокатки [Л. 2].

Эта же схема применена УГПИ «Тяжпромэлектро» в системе регулирования быстродействующих синхронных компенсаторов [Л. 4].

Как видно из схемы, СД снабжен автоматическим регулятором его реактивного тока (РРТ). На входе РРТ сравниваются сигналы задания с сигналом отрицательной обратной связи по реактивному току СД. Благодаря наличию замкнутой системы регулирования СД работает в режиме, обеспечивающем поддержание его реактивного тока в соответствии с величиной сигнала задания на входе РРТ. Задание на вход РРТ подается в виде суммы двух сигналов, один из которых всегда пропорционален сумме реактивных токов всех потребителей узла нагрузки, кроме СД, а второй сигнал определяет значение постоянной составляющей реактивного тока СД.

Настройка схемы на любой из рассмотренных принципов регулирования реактивного тока СД может быть выполнена путем установки величины резистора  $R_\lambda$  соответствующего предварительно рассчитываемому коэффициенту  $\lambda_{\Delta u}$  или  $\lambda_P$ . Отметим, что задание регулятору реактивного тока СД, соответствующее реактивному току части потребителей, работающих в длительном режиме с неизменным или меняющимся незначительно потреблением реактивной мощности (асинхронные двигатели вентиляторов, дымососов и т. п.) с целью упрощения схемы может быть подано в виде сигнала от независимого источника постоянного напряжения; значение этого сигнала может устанавливаться эксплуатационным персоналом резистором  $R_c$ .

**Некоторые особенности схемы регулирования реактивной мощности.** Схема регулирования, приведенная на рисунке, не имеет регулятора напряжения, что делает ее нечувствительной к изменениям напряжения энергосистемы. Это позволяет избежать дополнительной загрузки СД по нагреву, кроме того, отметим, что такой регулятор и не требуется, поскольку для компенсации изменений напряжения, имеющих сезонный или суточный характер, все современные трансформаторы понизительных подстанций, как было отмечено выше, снабжены устройством переключения обмотки под нагрузкой (РПН).

Однако при необходимости, определяемой конкретными условиями, схема имеет принципиальную возможность подключения регулятора (или корректора) напряжения сети к одному из дополнительных входов РРТ.

Для осуществления рассмотренных здесь принципов регулирования реактивного тока СД принципиально необходимо наличие лишь РРТ, тогда как внутренний контур регулирования тока возбуждения нужен лишь в тех случаях, когда применено подчиненное регулирование с последовательной коррекцией параметров.

В приведенной на рисунке схеме с целью ее упрощения не показаны некоторые известные узлы [Л. 5 и др.], предназначенные для получения желаемого характера переходных процессов, повышения устойчивости СД при набросах нагрузки со стороны вала, включения форсировки возбуждения в аварийных режимах и т. п.

**Выводы.** 1. Работа СД в режиме поддержания постоянства его тока возбуждения не только не снижает значение изменений напряжения, вызываемых изменениями реактивного тока остальных потребителей узла нагрузки, но и приводит к увеличению этих изменений напряжения в связи с изменениями реактивного тока самого СД при изменениях нагрузки на его валу.

2. Работа СД в режиме поддержания постоянства его реактивной мощности также не снижает значения изменений напряжения, вызываемых изменениями реактивного тока остальных потребителей.

3. Наиболее эффективной как с точки зрения стабилизации напряжения на шинах узла нагрузки, так и с точки зрения уменьшения потерь электроэнергии, является работа СД в режиме слежения за реактивным током остальных потребителей. При этом обеспечивается также поддержание высокого коэффициента мощности узла нагрузки в каждый момент времени, что, хотя современными нормами пока не требуется, но является более благоприятным, чем обеспечение заданного значения лишь средневзвешенного коэффициента мощности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никулин Н. А., Трошин В. А., Тюханов Ю. М. Расчет режима возбуждения синхронных двигателей, обеспечивающего минимум потерь электроэнергии. — «Электричество», 1965, № 4, с. 8—13.
2. Орел О. А., Зильберблат М. Э. Автоматизация режима возбуждения синхронных электродвигателей главных приводов черновых клетей непрерывного широкополосного стана. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве (труды V Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу). М., «Энергия», 1971, т. III, с. 189.
3. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 528 с.
4. Орел О. А. О регулировании быстродействующих синхронных компенсаторов. — «Электричество», 1974, № 2, с. 78—79.
5. Гендельман Б. Р., Вайнтруб О. Ш., Швецов А. И. Применение синхронных электродвигателей в металлургическом электроприводе. М., Информэлектро. — «Электропривод», 1970, № 5, с. 81—87.

[26.9.1975]



УДК 621.311.4:621.313.323.027

## Оптимизация систем электроснабжения промпредприятий при наличии синхронных двигателей средней мощности

Инж. ГРЕЙСУХ М. В.

Москва

В то время как напряжение районных сетей достигло 500 кВ и выше, напряжение распределительных сетей промпредприятий продолжает оставаться 6—10 кВ, а основные напряжения электроприемников составляют 380 и 6000 В.

Оптимизация систем электроснабжения промпредприятий требует: перевода распределительных сетей на повышенные напряжения 20 и 35 кВ, электроприемников — на 660 В, компенсации реактивных нагрузок возможно ближе к точке их приложения, в частности в сетях напряжением до 1000 В. Поэтому выбор оптимального напряжения для синхронных двигателей (СД) средней мощности, которые изготавливаются на напряжения 380, 660 и 6000 В, имеет весьма важное значение.

По действующей шкале мощностей в зависимости от ско-

рости вращения верхний предел мощности, до которого изготавляются СД напряжением 380 В, составляет 500 кВт; при напряжении 660 В этот предел может быть повышен до 800 кВт, а в отдельных случаях даже еще выше. Так, по литературным данным в США на некоторых тепловых электростанциях с генераторами напряжением 10 кВ для собственных нужд применяются СД мощностью 1000—1200 кВт напряжением 440 В, и только более мощные двигатели выбраны на 10 000 В [Л. 2].

Нижний предел мощности СД при напряжении 6000 В составляет 200 кВт, а при напряжении 10 000 В—800 кВт. В последнее время некоторые предприятия, пытающиеся напряжением 10,5 кВ, добиваются изготовления двигателей на напряжение 10 000 В, начиная с мощности 400 кВт.

Целесообразность выбора напряжения 380 (660) В для трехфазных двигателей, в особенности синхронных, диктуется следующими соображениями:

удельная стоимость этих двигателей на 30—50% ниже, а к. п. д. — на 0,5—1,5% выше по сравнению с двигателями 6 кВ;

изготовление двигателей 400—630 кВт на 10 кВ связано со значительным ухудшением показателей по сравнению с аналогичными двигателями 6 кВ;

стоимость аппаратуры управления для двигателей 380 (660) В (кроме автоматов типа «Электрон») значительно ниже, чем аппаратуры управления для двигателей 6 кВ; как правило, при напряжении 6—10 кВ аппаратура устанавливается в изолированном, отдаленном от двигателей помещении, так что в большинстве случаев требуется дистанционное управление двигателями;

цеховые подстанции обычно размещаются в местах сосредоточения нагрузок (у насосных, компрессорных, вентиляторных и т. д.), поэтому при напряжении 380 (660) В среднее расстояние от шин до двигателя обычно не превышает 30 м; кроме того, часто имеется возможность в сети до 1000 В применить шины и вместо радиального питания использовать магистральное, что значительно упрощает сеть;

стоимость линии для присоединения двигателя 380 (660) В значительно ниже таковой для двигателя 6—10 кВ; кроме того, двигатель 380 (660) В можно непосредственно присоединять к шинам сразу же за автоматом, защищающим трансформатор, в связи с чем отпадает необходимость установки автомата на линии к двигателю и можно ограничиться установкой у двигателя только блока управления;

удельные потери активной мощности на генерацию реактивной мощности у СД напряжением 380 (660) В значительно ниже, чем у СД напряжением 6—10 кВ; сокращается мощность конденсаторов, которые, как правило, нужно устанавливать в сети 380 (660) В.

Перечисленные выше преимущества СД 380 (660) В позволяют значительно снизить приведенные расчетные затраты, упростить схему электроснабжения и, самое главное, выбирать для распределения электроэнергии напряжение 10 вместо 6 кВ на промпредприятиях, где оно продолжает применяться при наличии большого количества трехфазных двигателей средней мощности.

Основной причиной отказа от выбора СД средней мощности на напряжение 380 (600) В является убеждение в том, что при переходе на это напряжение увеличиваются число и мощность трансформаторов. Фактически трансформаторная мощность может увеличиться только при напряжении источника питания 6,3 кВ. При напряжении 10,5 кВ для питания трехфазных двигателей средней мощности должны устанавливаться трансформаторы 10,5/6,3 кВ.

Если для СД средней мощности принимается 380 (660) В, то за счет опережающей реактивной мощности номинальная мощность трансформатора либо не меняется, либо можно ограничиться установкой трансформатора мощностью на одну ступень выше. Действительно, полная нагрузка трансформатора (нагрузка которого  $P_n$  для прочих потребителей с  $\cos \varphi_n$ )

$$S_1 = P_n \sqrt{1 + \tan^2 \varphi_n} \quad (1)$$

Максимальная опережающая реактивная мощность, которую могут генерировать СД суммарной номинальной мощностью  $P_{n\Sigma}$  при  $\cos \varphi_n = 0,9$ ,  $\eta_n \approx 0,92$  и среднем коэффициенте загрузки 0,65, равна:

$$Q_m = \frac{1,3 \cdot 0,484}{0,92} P_{n\Sigma} \approx 0,7 P_{n\Sigma}. \quad (2)$$

Полная нагрузка трансформатора (при активной нагрузке СД  $P \approx 0,7 P_{n\Sigma}$ )

$$S_2 = \sqrt{(P_n + 0,7 P_{n\Sigma})^2 + (P_n \tan \varphi_n - 0,7 P_{n\Sigma})^2}. \quad (3)$$

Таким образом, полная нагрузка трансформатора при напряжении СД 380 (660) В и  $\frac{P_{n\Sigma}}{P_n} = k$  увеличивается в отношении:

$$\frac{S_2}{S_1} = \sqrt{1 + 1,4k (\cos \varphi_n - \sin \varphi_n) \cos \varphi_n + k^2 \cos^2 \varphi_n}. \quad (4)$$

Зависимость этого отношения от величины  $k$  при  $\cos \varphi_n = 0,7$  и 0,8 сведена в таблицу.

Значение $k$	Отношение $S_2/S_1$	
	$\cos \varphi_n$	
	0,7	0,8
0,2	1,01	1,05
0,4	1,04	1,10
0,6	1,08	1,17
0,8	1,14	1,26
1,0	1,22	1,36

Средний коэффициент загрузки трансформатора обычно принимается равным 0,7—0,75, так что при  $k=0,6$  не потребуется замены трансформатора даже при  $\cos \varphi_n=0,8$  ( $S_2/S_1=1,17$ ). Установка более мощного трансформатора может быть необходима только при  $S_2/S_1 \geq 1,2$ .

Особенно выгодно выбирать напряжение 380 (660) В для тихоходных СД и для СД в специальном исполнении, удельная стоимость которых значительно выше, чем быстроходных и двигателей в нормальном исполнении.

При сравнении технико-экономических показателей СД средней мощности напряжением 6000 и 380 (660) В необходимо учитывать следующее.

1. Наибольший экономический эффект достигается при размещении средств компенсации возможно ближе к токоприемникам, потребляющим реактивную мощность. Передача реактивной мощности от СД напряжением 6000 В в сеть 380 (660) В связана с дополнительными потерями активной мощности в трансформаторах, а в отдельных случаях может потребовать увеличения их мощности, что недопустимо.

2. Хотя стоимость аппаратуры для СД 6000 В, как правило, выше стоимости аппаратуры для СД напряжением 380 (660) В, в дальнейших расчетах эту стоимость принимаем одинаковой независимо от напряжения СД.

3. Мощность конденсаторов, которые необходимо установить в сети 380 (660) В или на стороне 6—10 кВ, принимаем равной максимальной реактивной мощности СД, т. е.  $0,7 P_{n\Sigma}$  при стоимости конденсаторов 380 и 6000 В соответственно 10 и 6 руб/кВ·А.

4. Цены на новые изделия часто учитывают временные затраты на освоение этих изделий, что не позволяет установить действительную экономическую прогрессивного варианта. Это должно быть принято во внимание при окончательном выборе напряжения для СД средней мощности.

5. Тихоходные СД (например, для поршневых компрессоров, шаровых мельниц и др.), удельная стоимость которых так высока, что разница в стоимости при разных напряжениях будет весьма значительной, в настоящее время, как правило, выпускаются только на напряжение 6000 В. Изготовление этих двигателей на 380 (660) В значительно повысит надежность работы, в особенности при эксплуатации в пыльных, взрывоопасных цехах, при агрессивной среде; к. п. д. повысится, масса и стоимость снизятся по сравнению с аналогичными двигателями на 6000 и 10 000 В.

Ниже в общем виде рассматриваются два случая, чаще всего встречающиеся в практике проектирования:

1. Мощность трансформаторов при установке СД напряжением 380 (660) В не меняется.

2. Устанавливаются трансформаторы следующей по шкале мощности (коэффициент повышения 1,6).

Случай 1. Капитальные вложения при напряжении двигателей 6000 В и 380 (660) В:

$$K_1 \approx P_{n\Sigma} d_1 + 7 P_{n\Sigma}, \quad K_2 \approx 0,7 P_{n\Sigma} d_1 + 4 P_{n\Sigma},$$

где  $d_1$  — удельная стоимость СД при напряжении 6000 В, руб/кВт.

Отношение капитальных вложений при одинаковой стоимости аппаратуры и сети:

$$K_1/K_2 = d_1 + 7/0,7 d_1 + 4,2.$$

При  $d_1 = 5—15$  руб/кВт отношение  $K_1/K_2 = 1,7—1,6$ , т. е., как правило, капитальные вложения при напряжении СД 380 (660) В будут всегда меньше в 1,6—1,7 раза.

Потери активной мощности, как правило, будут ниже при напряжении 380 (660) В, так как к. п. д. основного элемента установки — двигателей — выше, чем при напряжении 6000 В.

Случай 2. Капитальные вложения по сравнению со случаем 1 увеличиваются на разницу в стоимости трансформатора

ров ( $K_{t2} - K_{t1}$ ) и будут одинаковы при разности удельных стоимостей двигателей на 6000 и 380 (660) В

$$d_1 - d_2 \approx \frac{K_{t2} - K_{t1}}{P_{\text{нг}}} - 4,2.$$

Например, при замене трансформатора 1000 кВ·А на трансформатор 1600 кВ·А капитальные вложения увеличиваются на 5000 руб, поэтому при суммарной мощности СД 800 кВт разность  $d_1 - d_2 = 3$  руб/кВт, что всегда бывает даже при  $d_1 = 7$  руб/кВт.

Потери активной мощности, как и в случае 1, всегда будут меньше при напряжении СД 380 (660) В, так что и в этом случае целесообразность выбора для СД средней мощности этого напряжения по расчетным затратам не вызывает сомнений. Технические же преимущества всегда будут на стороне напряжения 380 (660) В.

При напряжении источника питания 10,5 кВ выбор для СД напряжения 380 (660) В будет выгодным даже в тех случаях, когда требуется увеличить число трансформаторов.

При напряжении СД 380 (660) В, когда номинальная мощность соизмерима с мощностью трансформатора, возникает вопрос о допустимости прямого включения этого двигателя. В большинстве случаев СД применяются для привода машин, пускаемых при низком начальном моменте сопротивления; пуск таких машин редок, а длительность его весьма кратковременна. Промпредприятия пытаются не от генераторов ограниченной мощности, а кратковременная перегрузка трансформаторов допустима. Поэтому прямой пуск СД, мощность которого не превышает 0,5–0,6 номинальной мощности трансформатора, как правило, допустим. При питании же от генератора ограниченной мощности или при большом сопротивлении сети может быть применен пуск через сопротивление, шунтируемое после пуска, что легко осуществимо и не требует больших затрат.

**Пример 1.** Выбрать напряжение 380 или 6000 В для СД 400 кВт, 750 об/мин,  $k=0,7$ . Нагрузка прочих потребителей 380 В, 500 кВт при  $\cos \varphi_B = 0,7$ . Питание через трансформатор 1000 кВ·А,  $\beta_1 = 0,71$ . Данные двигателей: 6000 В —  $\eta_1 = 0,925$ , масса 3,57 т, стоимость с накладными расходами 4,6 тыс. руб; 380 В —  $\eta_2 = 0,935$ , масса — 3,15 т, стоимость 3,32 тыс. руб.

**Решение.** Максимальная реактивная нагрузка СД при 380 В

$$Q_m = \frac{1,3 \cdot 0,484 \cdot 400}{0,935} = 270 \text{ квар.}$$

Нагрузка трансформатора при СД 380 В

$$\begin{aligned} S_2 &= \sqrt{(500 + 0,7 \cdot 400)^2 + (500 \cdot 1,02 - 270)^2} = \\ &= 820 \text{ кВ·А}, \beta_2 = 0,82. \end{aligned}$$

то допустимо.

Капитальные вложения при одинаковой стоимости аппаратуры и сети

$K_1 = 4,6 + 0,27 \cdot 10 = 7,3$  тыс. руб.;  $K_2 = 3,32 + 0,27 \cdot 5 = 4,67$  тыс. руб., т. е. на 56% меньше.

Потери в двигателе уменьшаются на 3,5 кВт, а в трансформаторе увеличиваются на  $12,2(0,82^2 - 0,71^2) = 2$  кВт, в конденсаторах — на  $0,27 \cdot 2 = 0,54$  кВт; при напряжении 380 В потери уменьшаются на 1 кВт. Кроме того, технические преимущества на стороне напряжения 380 В.

**Пример 2.** Условия те же, что в примере 1, но к трансформатору присоединяются 2 СД 400 кВт.

**Решение.** Максимальная реактивная нагрузка прочих потребителей 510 квар, и от СД не требуется максимальная нагрузка 540 квар, а только 510 квар, при этом

$$P_2 = 500 + 0,7 \cdot 2 \cdot 400 = 1060 \text{ кВт при } \cos \varphi = 1.$$

Вместо трансформатора 1000 кВ·А устанавливается трансформатор 1600 кВ·А,  $\beta_2 = 0,67$ , так что потери в трансформаторе не увеличиваются, а в обоих двигателях уменьшаются на 2,35 кВт.

Капитальные вложения (при одинаковой стоимости аппаратуры и сети)

$$K_1 = 2 \cdot 0,46 + 0,51 \cdot 10 = 14,3 \text{ тыс. руб.};$$

$$K_2 = 2 \cdot 3,32 + 0,51 \cdot 5 + 5,0 = 14,2 \text{ тыс. руб.}$$

Хотя капитальные вложения одинаковы, но потери при напряжении СД 380 В уменьшаются, поэтому и в этом случае расчетные затраты ниже при напряжении СД 380 В. Технические преимущества на стороне напряжения 380 В.

**Выходы.** 1. Для средней мощности, как правило, необходимо выбирать напряжение 380 (660) В, а не 6000, тем более 10 000 В.

2. Верхний предел мощности СД (в особенности тихоходных и специального исполнения) должен быть повышен; необходимо освоить аппаратуру для пуска и управления двигателями средней мощности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Мукосеев Ю. Л. Электроснабжение промышленных предприятий. М., «Энергия», 1973.
- Грейсух М. В. Выбор напряжения для двигателей средней мощности. — «Электричество», 1957, № 2.
- Грейсух М. В. Выбор напряжения синхронных двигателей. — В кн.: Синхронные двигатели. Под ред. И. А. Сыромятникова. М., Госэнергоиздат, 1959.
- Грейсух М. В. Выбор напряжения синхронных электродвигателей. МДНТИ им. Ф. Э. Дзержинского, 1966.
- Грейсух М. В., Сыромятников И. А. О применении напряжения 660 В в народном хозяйстве. — «Электричество», 1966, № 6.

[15.10.1975]



## НОВАЯ КНИГА ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Курочкин А. Л., Суровиков А. А., Янов В. П. Исследование высоковольтных электрических машин постоянного и пульсирующего тока. 1975. 192 с. с ил.

В книге обобщен накопленный за последние годы в нашей стране и за рубежом опыт разносторонних исследований высоковольтных машин постоянного и пульсирующего тока, рассмотрены современные методы анализа тепловых и коммутационных процессов, магнитных, электроизоляционных и механических систем экспериментально и аналитическим путем с использованием не только натурных образцов, но и моделей. Особое внимание уделено применению ЭВМ как для исследований физических процессов в машине, так и для оценки надежности. При этом авторы учитывали, что у высоковольтных МПТ по сравнению с низковольтными более тяжелые потенциальные условия на коллекторе, сложнее коммутационные процессы и имеются особые условия работы изоляции в силу воздействия на нее не только температурных и механических факторов, но и сильных электрических полей.

Так как высоковольтные МПТ являются более дорогими, чем низковольтные, испытания их сложнее и дороже, а отказ приводит к большому экономическому ущербу, то особое значение имеет оценка уровня надежности машины на стадии проектирования.

Книга рассчитана на научных и инженерно-технических работников, занимающихся исследованиями электрических машин, их проектированием и производством. Она также может служить пособием для студентов, аспирантов и преподавателей вузов.

## Анализ переходных электромагнитных процессов в устройствах с массивными проводниками

Канд. техн. наук МИХАЙЛОВ В. М.

Харьков

Многие электротехнические устройства, работающие в переходных режимах, содержат массивные проводники, электромагнитное поле внутри которых близко к одномерному. Методы анализа процессов в таких устройствах, основанные на использовании преобразования Лапласа, требуют решения характеристических уравнений и последующего табулирования решений [Л. 1]. Формулировка задачи в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений [Л. 2–5], численное решение которой легко выполняется на ЦВМ, позволяет получить результат непосредственно.

Рассмотрим два массивных проводника (рис. 1, а, б) из материалов с постоянными удельными электропроводностями и магнитными проницаемостями. К внешнему проводнику равномерно со стороны его концов подводится ток, а во внутреннем (сердечнике) возникает индуцированный ток. Проводники могут иметь простейшие формы поперечных сечений (прямоугольник, круг, круглое кольцо). Их длины значительно больше поперечных размеров. Тогда краевые эффекты практически не будут влиять на распределение поля и ход переходного процесса.

Уравнение, описывающее переходный процесс при подключении источника э. д. с.  $e(t)$ , имеет вид:

$$r_{\text{пр}} i + L_{\text{внеш}} \frac{di}{dt} + \int_{l_1} E_{sI}(i) dl_1 - \oint_{l_{II}} E_{sII}(i) dl_{II} = e(t), \quad (1)$$

где  $r_{\text{пр}}$  — активное сопротивление подводящих проводов;  $L_{\text{внеш}}$  — внешняя индуктивность контура;  $i$  — ток;  $E_{sI}(i)$ ,  $E_{sII}(i)$  — напряженности электрического поля на поверхностях проводников, обращенных одна к другой;  $l_1$ ,  $l_{II}$  — длины контуров сечений проводников. Индекс  $I$  относится к проводнику, по которому протекает ток источника, индекс  $II$  — к проводнику, в котором индуцируется ток.

Из уравнения (1), представленного в изображениях по Лапласу, найдем полное операторное сопротивление рассматриваемого контура:

$$Z_{\Sigma}(p) = r_{\text{пр}} + pL_{\text{внеш}} + \left\{ \frac{1}{Y_{I}(p)} + \frac{1}{Y_{II}(p)} \right\}, \quad (2)$$

где

$$Z_I(p) = \frac{1}{Y_I(p)} = \frac{\mathcal{L} \left\{ \int_{l_1} E_{sI}(i) dl_1 \right\}}{I(p)}; \quad (4)$$

$$Z_{II}(p) = \frac{1}{Y_{II}(p)} = \frac{\mathcal{L} \left\{ - \oint_{l_{II}} E_{sII}(i) dl_{II} \right\}}{I(p)}. \quad (5)$$

Здесь  $\mathcal{L}$  — изображение по Лапласу выражения в фигурных скобках;  $I(p)$  — изображение тока  $i(t)$ .

Операторное сопротивление  $Z_I(p)$  проводника, по которому протекает ток источника, является мероморфной функцией с бесконечным числом простых чередующихся вещественных отрицательных нулей и полюсов. Поскольку при подаче на проводник постоянного или постоянного напряжения падение напряжения на проводнике или ток в нем не могут неограниченно возрастать, то все нули и полюсы должны иметь отрицательные вещественные части. Из физических соображе-

ний следует, что при этом в проводнике невозможен колебательный режим. Поэтому мнимые части рассматриваемых нулей и полюсов должны быть равны нулю.

Точка  $p=0$  в общем случае не является ни нулем, ни полюсом  $Z_I(p)$ . При  $p=0$  операторное сопротивление проводника равно его сопротивлению постоянному току, а операторная проводимость проводника равна его проводимости при протекании постоянного тока. Действительно, при подаче на массивный проводник единичного ступенчатого импульса тока  $I(t)$  падение напряжения на нем  $u_I(t)$  по истечении бесконечно большого промежутка времени должно быть обусловлено сопротивлением проводника постоянному току  $r_0$ , т. е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_I(t) = r_0 \cdot I(t).$$

Но согласно известному предельному соотношению [Л. 6]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_I(t) = \lim_{p \rightarrow 0} Z_I(p),$$

что и доказывает сделанное утверждение.

Если указанные свойства соблюдаются, то операторное сопротивление и операторная проводимость массивного проводника могут быть представлены в общем случае единственным образом следующими соотношениями:

$$Z_I(p) = r_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{prL_k}{pL_k + r}; \quad (6)$$

$$Z_{II}(p) = r_0 + \frac{1}{\frac{1}{pL_1} + \frac{1}{r_1 + \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + \frac{1}{r_2 + \dots}}}}; \quad (7)$$

$$Y_I(p) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{pL + r_k}. \quad (8)$$

Операторное сопротивление  $Z_{II}(p)$  проводника, в котором индуцируется ток, также является мероморфной функцией с бесконечным числом простых чередующихся вещественных отрицательных нулей и полюсов. Кроме того, точка  $p=0$  является нулем  $Z_{II}(p)$  и полюсом  $Y_{II}(p)$ .

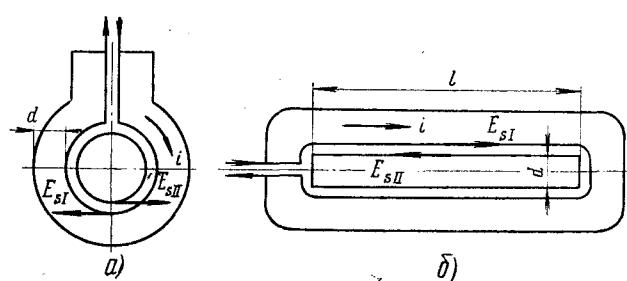


Рис. 1. Массивные одновитковые соленоиды с сердечниками круглого (а) и прямоугольного (б) сечений.

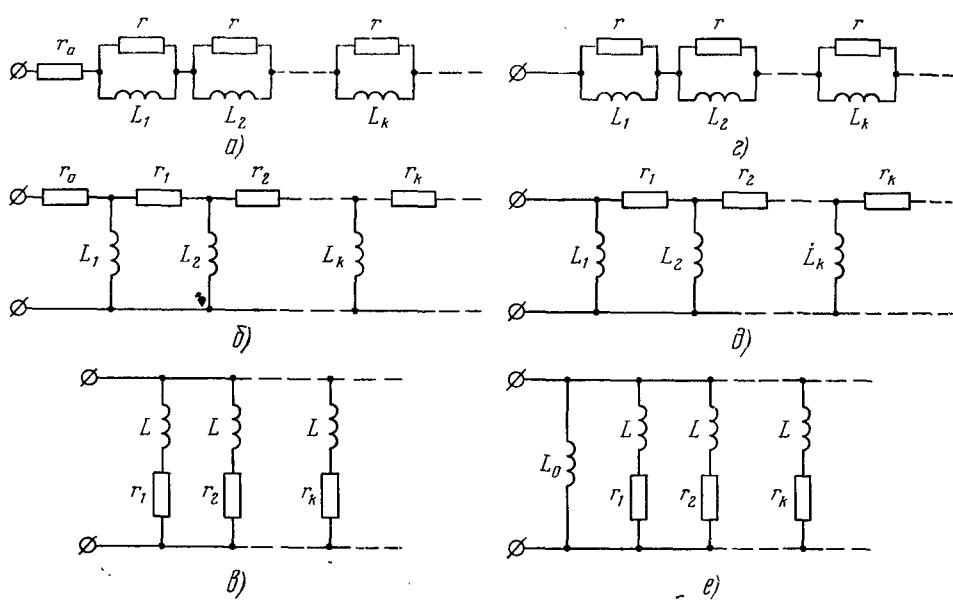


Рис. 2. Пассивные двухполюсники, реализуемые при анализе переходных процессов.

Докажем второе утверждение. При подаче на внешний проводник единичного ступенчатого импульса тока по истечении бесконечно большого промежутка времени во внутреннем проводнике устанавливается стационарное магнитное поле, и поэтому

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \oint \frac{E_{sII}(i)}{i_{II}} dl_{II} = 0.$$

В то же время в соответствии с предельным соотношением [Л. 6] для данного случая получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \oint \frac{E_{sII}(i)}{i_{II}} dl_{II} = \lim_{p \rightarrow 0} Z_{II}(p).$$

При соблюдении указанных свойств  $Z_{II}(p)$  и  $Y_{II}(p)$  могут быть представлены единственным образом в виде следующих соотношений:

$$Z_{II}(p) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{prL_k}{pL_k + r}; \quad (9)$$

$$Y_{II}(p) = \frac{1}{pL_1} + \frac{1}{r_1 + \frac{1}{r_2 + \frac{1}{r_3 + \frac{1}{pL_3} + \dots}}}; \quad (10)$$

$$Y_{II}(p) = \frac{1}{pL_0} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{pL + r_k}. \quad (11)$$

Для получения выражений  $Z_{II}(p)$  и  $Z_{II}(p)$  в (4) и (5) необходимо рассмотреть проникновение плоской или цилиндрической волны электромагнитного поля в соответствующие массивные проводники и определить изображения  $\mathcal{L}$ . Формулы (6), (8), (9) и (11), а также выражения для расчета  $r$ ,  $r_k$ ,  $L$ ,  $L_k$  получаются путем разложения  $Z_{II}(p)$ ,  $Y_{II}(p)$ ,  $Z_{II}(p)$ ,  $Y_{II}(p)$  на элементарные дроби [Л. 6], а формулы (7) и (10) — с помощью процедуры Кауэра [Л. 8 и 9]. Формулам (6)–(11) соответствуют двухполюсники, показанные на рис. 2, а–е.

В табл. 1 приведены формулы для расчета параметров двухполюсников, с помощью которых могут быть составлены уравнения для некоторых конфигураций массивных проводников [Л. 7]. В формулах  $\mu$ ,  $\gamma$  — магнитная проницаемость и удельная электропроводность;  $b$ ,  $d$  — поперечные размеры плоских шин и шины, из которой выполнен одновитковый соленоид;

$l$  — длина плоской шины или окружности соленоида. Труба имеет наружный радиус  $R$  и толщину  $d$ . При этом  $b = 2\pi R$ .

В случае резкого поверхностного эффекта в проводниках, подключенных к источнику, к ним могут быть применены двухполюсники на рис. 2,  $\delta$ ,  $e$  [Л. 4 и 5]. В этом частном случае точка  $p=0$  является нулем  $Z_{II}(p)$  и полюсом  $Y_{II}(p)$ . Физический смысл в этом случае оправдан двумя обстоятельствами: во-первых, при резком поверхностном эффекте поле в проводнике конечной толщины практически не отличается от поля в проводящем полупространстве; и, во-вторых, сопротивление проводящего полупространства постоянному току бесконечно мало, а проводимость соответственно бесконечно велика.

Приведенные на рис. 2 схемы двухполюсников облегчают составление систем обыкновенных дифференциальных уравнений по законам Кирхгофа. Однако система уравнений может быть составлена и без этих схем непосредственно по уравнению (1). Схемы двухполюсников могут быть использованы и при моделировании переходных процессов.

**Пример.** Рассмотрим разряд конденсатора емкостью  $C$ , предварительно заряженного до напряжения  $U_0$ , на две параллельные шины, соединенные между собой на концах (рис. 3). Будем учитывать индуктивность  $L_{\text{внеш}}$ . При протекании разрядного тока в каждую из шин, со стороны зазора между ними, проникает плоская электромагнитная волна. Из уравнений Максвелла получим:

$$H(z, p) = C_1 \exp(-z \sqrt{p\mu\gamma}) + C_2 \exp(z \sqrt{p\mu\gamma}),$$

где  $z$  — координата.

Таблица 1

Конфигурация проводников	Двухполюсник	$r_0; L_0$	$r$	$L_k$	$r_k$	$\mathbb{M} L$
Две параллельные плоские шины; одновитковый соленоид; труба	Рис. 2, а	$r_0 = \frac{l}{bd\gamma}$	$\frac{2l}{bd\gamma}$	$\frac{2\mu dl}{\pi^2 bk^2}$	—	—
	Рис. 2, б		—	$\frac{\mu dl}{b(4k-1)}$	$\frac{l(4k+1)}{bd\gamma}$	—
	Рис. 2, в	—	—	—	$\frac{\pi^2(2k-1)^2}{8bd\gamma} l$	$\frac{\mu dl}{2b}$
Плоская шина, расположенная между двумя параллельными ей плоскими шинами	Рис. 2, а	$r_0 = \frac{l}{bd\gamma}$	$\frac{2l}{bd\gamma}$	$\frac{\mu dl}{2\pi^2 bk^2}$	—	—
	Рис. 2, б	$r_0 = \frac{l}{bd\gamma}$	—	$\frac{\mu dl}{4b(4k-1)}$	$\frac{l(4k+1)}{bd\gamma}$	—
	Рис. 2, в	—	—	—	$\frac{\pi^2(2k-1)^2}{8bd\gamma} l$	$\frac{\mu dl}{8b}$
Сердечник из шины прямоугольного сечения	Рис. 2, г	—	$\frac{8l}{bd\gamma}$	$\frac{8\mu dl}{\pi^2 b(2k-1)^2}$	—	—
	Рис. 2, д	—	—	$\frac{\mu dl}{2b(4k-3)}$	$\frac{2l(4k-1)}{bd\gamma}$	—
	Рис. 2, е	$L_0 = \frac{\mu dl}{b}$	—	—	$\frac{2\pi^2 lk^2}{bd\gamma}$	$\frac{\mu dl}{2b}$

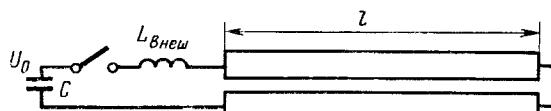


Рис. 3. Расчетная схема.

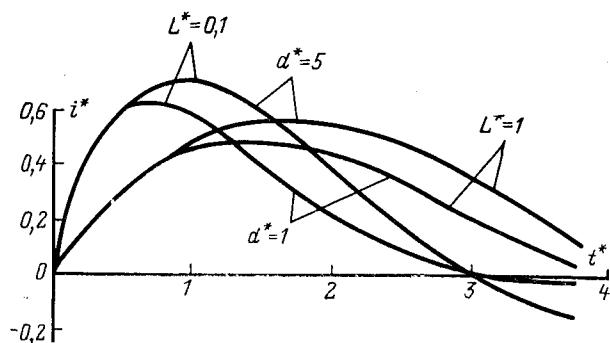
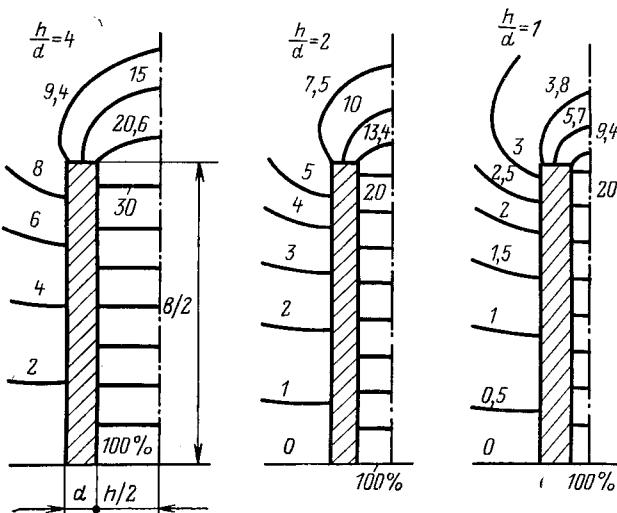


Рис. 4. Токи разряда конденсатора на параллельные шины.

$$i^* = \frac{i t_0}{C U_0}; \quad t^* = \frac{t}{t_0}; \quad d^* = \frac{d}{d_0}; \quad L^* = \frac{L_{\text{внеш}}}{L_0};$$

$$t_0 = \sqrt[3]{\frac{\mu I_0 C}{\gamma b^3}}; \quad d_0 = \sqrt[3]{\frac{I_0}{\mu b \gamma^2}}; \quad L_0 = \frac{\mu d_0 l}{b}.$$

Рис. 5. Картинки линий равных магнитных потенциалов поля двух параллельных шин при  $b/d=20$ .

Постоянные  $C_1, C_2$  определяются из граничных условий:

$$H(0, p) = I(p)/b; \quad H(d, p) = 0.$$

После нахождения постоянных и подстановки их в общее решение найдем:

$$H(z, p) = \frac{I(p)}{b} \frac{\operatorname{sh}[(d-z)\sqrt{p\mu\gamma}]}{\operatorname{sh} d \sqrt{p\mu\gamma}},$$

откуда, используя первое уравнение Максвелла, получим:

$$E(z, p) = \frac{I(p)}{b} \sqrt{\frac{p\mu}{\gamma}} \frac{\operatorname{ch}[(d-z)\sqrt{p\mu\gamma}]}{\operatorname{sh} d \sqrt{p\mu\gamma}}.$$

С помощью формулы (4) определяем операторное сопротивление

$$Z_I(p) = \frac{IE(0, p)}{I(p)} = \frac{1}{b} \sqrt{\frac{p\mu}{\gamma}} \frac{\operatorname{ch} d \sqrt{p\mu\gamma}}{\operatorname{sh} d \sqrt{p\mu\gamma}},$$

Таблица 2

$d^*$	Схема двухполюсника	$L^* \approx 1$	$L^* \approx 1$
1	Рис. 2, а	1	1
	Рис. 2, в	2	1
5	Рис. 2, а	5	2
	Рис. 2, в	8	2
10	Рис. 2, а	15	10
	Рис. 2, в	20	10
20	Рис. 2, а	30	20
	Рис. 2, в	50	20

Таблица 3

$b/d$	$h/d=4$		$h/d=2$		$h/d=1$		$h/d=0,5$	
	$I^*$	$b^*$	$I^*$	$b^*$	$I^*$	$b^*$	$I^*$	$b^*$
5	0,425	0,40	0,694	0,50	0,768	0,80	0,863	0,88
10	0,696	0,74	0,785	0,80	0,863	0,86	0,892	0,90
20	0,794	0,90	0,866	0,94	0,906	0,95	0,943	0,97
40	0,868	0,91	0,916	0,9	0,947	0,95	0,973	0,98

которое и представляем в виде (6)–(8). Формулы для параметров двухполюсников приведены в табл. 1.

На рис. 4 показаны результаты расчетов кривых тока с использованием двухполюсников, представленных на рис. 2, а и 2, в (результаты расчетов при обоих двухполюсниках совпадали в пределах точности счета).

Анализ выполненных расчетов показал, что порядок системы уравнений, необходимый для обеспечения требуемой точности расчетов, зависит от  $d^*$  и  $L^*$ . В табл. 2 приведены порядки систем уравнений, обеспечивающих относительную погрешность расчета полуволны тока (вблизи амплитуды) не более 1%.

В связи с принятым в начале статьи допущением об одномерности электромагнитного поля рассмотрим действие эффекта близости. Влияние этого эффекта было исследовано на электропроводящей бумаге для двух параллельных плоских шин в предположении идеального скрин-эффекта. На рис. 5 показаны эпюры линий равного магнитного потенциала поля двух параллельных шин.

Из рис. 5 видно, что даже при относительно большом зазоре между шинами ( $h/d=4$ ) большая часть тока вследствие эффекта близости протекает по обращенным одна к другой сторонам. С уменьшением зазора эта часть тока возрастает, т. е. эффект близости усиливается ( $h/d=2$  и  $h/d=1$ ). Магнитное поле в зазоре однородно вдоль большей части высоты шины, причем размер зоны однородности увеличивается с увеличением эффекта близости. В табл. 3 приведены значения  $I^*$  — относительные части токов, протекающих по сторонам периметров сечений шин, обращенных друг к другу;  $b^*$  — относительные размеры зоны однородного магнитного поля в зазоре между шинами вдоль высоты их сечения (высота сечения  $b$  принята за единицу).

В реальных условиях проникновение электромагнитного поля в шину приводит к ослаблению эффекта близости. Это ослабление можно оценить, используя понятие о толщине скрин-слоя энергии [Л. 10, 11]. При этом эффективный зазор между шинами с учетом проникновения поля определяется по формуле:

$$h_a = h + 2s_w,$$

где  $s_w$  — толщина скин-слоя энергии, полученная путем деления энергии внутреннего магнитного поля шины, приходящейся на единицу площади поверхности, через которую «входит» электромагнитное поле, на плотность энергии однородного магнитного поля в зазоре. Следовательно, приведенные в табл. 3 данные могут быть использованы для проверки выполнимости допущения об одномерности поля с учетом его пропинновения в шину, если под величиной  $h$  понимать эффективный зазор.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Юрченко В. И. Разряд емкости на нагрузку из двух параллельных шин с учетом скин-эффекта. — «Журнал технической физики», 1973, вып. 9, с. 1868—1873.
- Агаронян Г. Н., Юриков В. М. Исследование переходных процессов в электрических цепях, содержащих катушки с массивными сердечниками. — «Труды Ленинградского политехнического института», № 273. М., «Энергия», 1966, с. 119—124.
- Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Переходные процессы и электродинамические усилия в системе соленоид — замкнутый экран. — «Труды Ленинградского политехнического института», № 273. М., «Энергия», 1966, с. 139—151.

4. Михайлов В. М. Переходный процесс в разрядном контуре конденсатора с массивным одновитковым соленоидом. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1974, № 2, с. 79—85.

5. Михайлов В. М. Переходный процесс в электрической цепи с одновитковой катушкой из массивного провода, содержащей сердечник. — «Электричество», 1974, № 10, с. 41—44.

6. Конторович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. М., «Наука», 1964. 328 с.

7. Moscani C. I. Equivalent schemes of cylindrical conductors at transient skin effect. — «IEEE Trans. on Power Appar. and Syst.», vol. PAS—91, 1972, № 3, p. 844—852.

8. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М.—Л., «Энергия», 1966, т. 1 и 2. 929 с.

9. Толстов Ю. Г., Теврюков А. А. Теория электрических цепей. М., «Высшая школа», 1971. 296 с.

10. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М., «Мир», 1972. 392 с.

11. Михайлов В. М. Оценка влияния торцовых зон на характеристики концентратора магнитного поля. — В сб.: Теоретическая электротехника, 1972, вып. 13, с. 106—111.

[23.1.1975]



УДК 621.317.734

## Погрешности измерительного преобразователя мощности на квадраторах

Инж. ХУСНУЛЛИН З. С., канд. техн. наук СТОЛБОВ Ю. А.,  
канд. физ.-мат. наук, доц. МАРКОВ Г. В., канд. техн. наук, доц. ТОРБЕНКОВ Г. М.  
Челябинский политехнический институт имени Ленинского комсомола

Измерительные преобразователи мощности на квадраторах находят широкое применение в системах телеметрии, автоматического регулирования, в устройствах противоаварийной автоматики и т. д. На рис. 1 представлена выходная цепь одной из схем измерительного преобразователя со сравнением токов. Работа схемы описывается уравнениями:

$$\bar{u}_c = |u_c| = u_1 + Ri; \quad \bar{u}_p = |u_p| = u_2 - R_i; \quad i = i_1 - i_2, \quad (1)$$

где

$$u_c = U_{im} \sin \tau + U_{im} \sin (\tau - \varphi); \\ u_p = U_{im} \sin \tau - U_{im} \sin (\tau - \varphi); \quad \tau = \omega t.$$

Нелинейные элементы в паре с сопротивлением  $r$  реализуют зависимость вида  $i = mu^2$  ( $m$  — параметр элемента). Выход нагружен сопротивлением  $R$ .

Методическая погрешность преобразователя отсутствует только при  $R=0$ . В системах же противоаварийной, режимной автоматики и регулирования преобразователь работает на исполнительное устройство, имеющее значительное внутреннее сопротивление. Возникающая при этом погрешность (из-за нарушения квадратичной зависимости между током и напряжением в суммо-разностных каналах) исследована в работе [Л. 1].

С целью уменьшения погрешности, вызванной внесением нагрузки  $R$ , в настоящей работе предлагается другая методика наладки преобразователя. Особенность ее в том, что при настройке квадраторов учитывается сопротивление нагрузки.

В простейшем случае, когда сопротивления  $r$  исключаются из каналов сумм и разностей, а  $R=r$ , работа схемы описывается уравнениями (1) и вольт-амперными характеристиками:

$$i_1 = m(\bar{u}_c + Ri_1)^2, \quad i_2 = m(\bar{u}_p + R_i)^2. \quad (2)$$

Анализ системы уравнений (1) и (2) показывает, что квадратирование входных величин обеспечивается до тех пор, пока  $4mr \leq 1$  ( $k=1, 2$ ). Если принять  $U_{im} \leq U_{um}$ , то при изменении угла  $\varphi$  в индуктивном квадранте напряжения  $\bar{u}_c$  и  $\bar{u}_p$  будут изменяться в диапазонах  $u_1 \leq \bar{u}_c \leq 2U_{um}$ ;  $u_2 \leq \bar{u}_p \leq U_{um}\sqrt{2}$ . В частности, при  $u_1 = 2U_{um}$  получим:

$$4mr u_1 = 8mr U_{um} = 8q \leq 1. \quad (3)$$

При условии (3) система (2) имеет единственное физически реализуемое решение. Точное решение, однако, громоздко и является малопригодным для анализа погрешности. Поэтому для получения аналитически простого решения применим метод последовательных приближений [Л. 2]. Если  $i_k$  ( $k=1, 2$ ) — точное решение, а  $i_{kn}$  — его  $n$ -е приближение, то из (2) имеем следующую оценку погрешности приближения:

$$|i_k - i_{kn}| \leq \frac{\alpha^n}{1-\alpha} |i_{k1} - i_{k0}|,$$

где  $\alpha = 4mr^2 \sqrt{i_{kmax}}$ .

Вычисления показывают, что  $\alpha \approx 4q^2 \ll 1$ , поэтому приближения сходятся к точному решению достаточно быстро. Ограничиваюсь вторым приближением и пренебрегая высшими степенями  $q$ , получим:

$$i = i_1 - i_2 = m(u_c^2 - u_p^2) [1 + m^2 r^2 (4\bar{u}_c \bar{u}_p - u_c^2 - u_p^2)] - 2m^2 r u_c u_p (\bar{u}_c - \bar{u}_p). \quad (4)$$

Оценим погрешность измерительного преобразователя мощности для номинальных значений напряжения и тока, принимая  $U_{im} = U_{um}$ . Для этого вычислим интегралы от слагаемых, входящих в (4), а выходной ток представим в виде:

$$I = \frac{1}{\pi} \int id\tau = I_0 \cos \varphi + \epsilon,$$

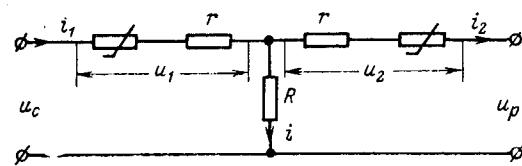


Рис. 1.

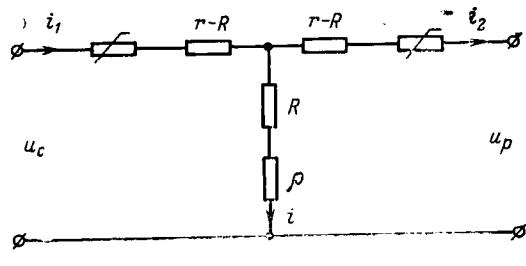


Рис. 2.

где  $I_0 = 2mU_{um}^2(1-3q^2)$  — выходной ток, соответствующий максимуму активной мощности;  $\epsilon$  — погрешность преобразователя.

Тогда приведенная погрешность  $\Delta$  определяется по формуле:

$$\Delta\% = \frac{\epsilon}{I_0} 100 = -50 \frac{q}{\pi} \frac{8 - 27q \left( \cos \frac{\varphi}{2} + \sin \frac{\varphi}{2} \right)}{3 - 9q^2} \sin \varphi \left( \cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right). \quad (5)$$

При  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  погрешность равна нулю, а при  $\varphi \approx 42^\circ$  достигает экстремального значения:

$$\Delta_{\text{экст}}\% = -\frac{16,3q - 70,8q^2}{1 - 3q^2}. \quad (6)$$

Практически при реализации схемы преобразователя параметр  $q$  не превышает 0,07. Действительно, из (1) и (2) при  $u_1 = 2U_{um}$  получим уравнение для определения  $q$ :

$$q = x - 2x^2,$$

где

$$x = \frac{1}{2 + \frac{ri_{1\max}}{U_{um}}}.$$

Исследуя эту функцию на экстремум, найдем, что значение  $q=0,125$  достигается при  $x=0,25$ , т. е. при  $ri_{1\max}=2U_{um}$ . Последнее условие невыполнимо, в силу чего всегда  $q < 0,125$ . Экспериментально установлено, что для нормальной работы рассматриваемого преобразователя квадраторы, реализуемые на резисторах и стабилитронах типа Д814, должны обладать следующими характеристиками:  $U_{um}=50-60$  В,  $r=500-1000$  Ом,  $i_{1\max}=10-20$  мА. В этом случае

$$\frac{ri_{1\max}}{U_{um}} \leqslant \frac{2}{5}, \text{ т. е. } x \geqslant \frac{5}{12}; q \leqslant 0,07; \Delta_{\text{экст}} = -0,8\%.$$

Отметим, что в схеме, описанной в [Л. 1], при таком же значении  $q$  погрешность колеблется в пределах от 1,7 до  $-2,1\%$ .

Погрешность преобразователя может быть снижена в еще большей степени, если учитывать шунтирующее влияние каждого из каналов схемы на величину сопротивления нагрузки. С другой стороны, погрешность не может быть исключена полностью соответствующим подбором сопротивления нагрузки. В этой связи целесообразно поставить задачу нахождения его оптимального значения, обеспечивающего наименьшую погрешность преобразователя во всем диапазоне измерения мощности. Для этого рассмотрим случай, когда сопротивление  $R$ , выносимое в нагрузку из обоих каналов, является только частью  $r$ . Последовательно с  $R$  включается дополнительное сопротивление  $\rho$ , не участвующее в настройке (рис. 2). При этом уравнения схемы принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_c &= u_1 + (r - R)i_1 + (R + \rho)i; \\ \bar{u}_p &= u_2 + (r - R)i_2 - (R + \rho)i; \\ i_1 &= m(\bar{u}_c + i_2R - i\rho)^2; \quad i_2 = m(\bar{u}_p + i_1R + i\rho)^2; \\ i &= i_1 - i_2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При  $R=r$  и  $\rho=0$  получаем отсюда предыдущий случай, при  $R=0$  — случай, рассмотренный в [Л. 1].

Методом последовательных приближений получим:

$$i = i(R) + i(\rho) - m(u^2_c - u^2_p),$$

где через  $i(R)$  и  $i(\rho)$  обозначены токи для двух указанных частных случаев, когда сопротивлениям равны  $R$  и  $\rho$ . Ограничиваюсь первыми степенями параметров  $q_1 = mRU_{um}$  и  $q_2 = m\rho U_{um}$  получим следующее выражение для среднего значения тока:

$$I = 2mU_{um}^2 \left( 1 - \frac{32}{3\pi} q_2 \right) \cos \varphi + \frac{8mU_{um}^2}{\pi} \left\{ -\frac{q_1}{3} \sin \varphi \times \right. \\ \left. \times \left( \cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right) + q_2 \left[ 2 \cos \varphi \left( \cos \frac{\varphi}{2} + \sin \frac{\varphi}{2} - \frac{4}{3} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2}{3} \cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right] \right\}. \quad (8)$$

Для приведенной погрешности имеем:

$$\Delta = \left( 1 - \frac{32}{3\pi} q_2 \right)^{-1} \Delta(R) + \Delta(\rho).$$

При достаточно малом  $q_2$  можно полагать:

$$\Delta = \Delta(R) + \Delta(\rho).$$

Анализируя функцию (8), получим следующие результаты. Наибольшее значение свободной нагрузки  $\rho_{\max}$ , внесение которой еще не вызывает увеличение погрешности (при данном  $R$ ), равно  $\rho_{\max}=0,54R$ . При  $\rho=0,3R$  величина  $\Delta_{\text{экст}}$  достигает своего наименьшего (по модулю) возможного значения по сравнению с экстремальным значением погрешности  $\Delta_{\text{экст}}(R)$ :

$$|\Delta_{\text{экст}}| = 0,6 |\Delta_{\text{экст}}(R)|.$$

Таким образом, при внесении оптимальной нагрузки  $\rho=0,3R$  погрешность схемы, рассмотренной в начале статьи (с сопротивлением  $R \leq r$ ), уменьшается в 1,7 раза. Из (8) также следует, что погрешность схемы, у которой  $R=r$  и  $\rho=r$ , примерно в 2 раза меньше погрешности схемы, у которой  $R=0$  и  $\rho=r$ .

В заключение остановимся на влиянии отклонений напряжения и тока от номинальных значений на величину погрешности. При значениях  $U_{um}$  и  $U_{im}$ , отличающихся от номинального  $U_{imn}=U_{umn}=U_n$ , погрешность вычисляется по формуле:

$$\Delta = \frac{I - I_{\text{он}} \frac{U_{um}U_{im}}{U_{in}^2} \cos \varphi}{I_{\text{он}}}, \quad (9)$$

где  $I_{\text{он}} = 2mU_{in}^2 \left( 1 - \frac{32}{3\pi} q_2 \right)$ ;  $I$  — среднее значение тока при данных значениях  $U_{um}$  и  $U_{im}$ .

Анализ формулы (9) при  $\cos \varphi=1$  и  $\rho=0,3R$  показал, что при номинальном напряжении наибольшая по абсолютной величине погрешность, вызванная изменением  $U_{im}$ , достигается при  $U_{im}=U_n\sqrt{3}$  и равна  $-1,6\%$ . Поскольку в нормальном режиме работы отклонение напряжения от номинального значения не превышает  $\pm 10\%$ , то соответствующая погрешность колеблется в пределах  $\pm 1,0\%$ .

Предложенная методика наладки исследовалась на преобразователе с квадраторами, квадратичные зависимости которых предварительно аппроксимировались кусочно-линейной функцией и были реализованы с помощью стабилитронов и линейных сопротивлений. Указанный метод реализации помимо удобства построения заданной кусочно-линейной функции позволяет получить значительную выходную мощность измерительного преобразователя мощности без применения усилильных устройств.

Так, например, при  $q_1=0,04$  и  $R=1000$  Ом выходная мощность преобразования равна 50 МВт. Если сопротивление нагрузки снизить до 500 Ом, что вполне приемлемо для устройств противоаварийной режимной автоматики, то величина выходной мощности измерительного преобразователя при сохранении  $q_1$  неизменным возрастает до 100 МВт.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бенин В. Л. Погрешности измерительных преобразователей мощности на квадраторах. — «Электричество», 1968, № 11.
- Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. М., «Наука», 1966, с. 664.

# Библиография

УДК 621.38.01

## F. Csaki, K. Ganszki, I. Ipsits, S. Marti. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Под общ. ред. F. Csaki. Будапешт, «Akadémiai Kiado» 1975. 708 с.

Последние 15 лет характеризуются быстрым развитием энергетической электроники (силовой преобразовательной техники). Этому способствовали, с одной стороны, разработка и освоение в производстве мощных полупроводниковых приборов, а с другой — достижения в области слаботочной электроники, позволяющие реализовать практически любой алгоритм управления. В результате к настоящему времени силовая преобразовательная техника во многих странах мира находит широкое применение в различных областях промышленности. Развитие преобразовательной техники сопровождалось большим числом публикаций по различным вопросам исследований и разработок.

Рецензируемая книга написана с желанием обобщить результаты исследований и разработок, проведенных к настоящему времени в области силовой преобразовательной техники.

Книга содержит 12 глав (включая введение), список литературы, охватывающий 190 нанменований, и предметный указатель. Имеется также список обозначений, общий для всей книги, и приложение.

В введении рассматривается предмет силовой преобразовательной техники, дается краткий очерк ее развития и указывается ее роль в современной электротехнике.

Глава 2 — одна из самых больших в книге (20% всего объема) — посвящена преобразователям, коммутация тока в вентилях которых происходит за счет напряжения питающей сети переменного тока (главным образом, выпрямителям). В первой части рассмотрены электромагнитные процессы и характеристики многофазных выпрямителей при различных режимах нагрузки, но без учета внутренних сопротивлений питающей сети и входных трансформаторов. Во второй части главы даны уточнения, обусловленные влиянием реактивных сопротивлений схемы выпрямителя на стороне, связанной с питающей сетью. Третья часть целиком посвящена исследованию электромагнитных процессов и характеристик выпрямителей, выполненных по трехфазной мостовой схеме, которая получила наибольшее распространение в силовой преобразовательной технике. В следующей части главы рассмотрены некоторые другие схемы выпрямителей, а заключительная часть посвящена выпрямителям для реверсивного электропривода постоянного тока, работающего во всех четырех квадрантах диаграммы «напряжение — ток». Здесь же рассмотрены преобразователи частоты с непосредственной связью, применяемые в системах электропривода и других машино-вентильных системах.

Глава 3 целиком посвящена регуляторам переменного тока, выполненным на основе встречно-параллельного включения управляемых вентиляй. Рассмотрены электромагнитные процессы в одно- и трехфазных регуляторах при различном характере нагрузки, а также показатели, характеризующие использование в этих схемах силовых полупроводниковых приборов по току и напряжению.

Регуляторам постоянного тока с искусственной коммутацией посвящена глава 4. Здесь рассмотрены принципы параллельной и последовательной коммутации тока в вентилях, алгоритмы управления вентилями и методы улучшения гармонического состава кривой выходного напряжения регуляторов. Описаны принципы построения регуляторов, предназначенных для питания двигателей постоянного тока в автоматизированных системах электропривода. Исследованы работа регулятора с трансформатором в звене переменного тока, а также условия загрузки силовых вентиляй в схемах регуляторов.

Глава 5 посвящена автономным инверторам. Кратко рассмотрены принципы действия наиболее распространенных схем однофазных автономных инверторов тока и напряжения при различном характере нагрузки, в том числе при работе на резонансный контур. Описаны способы регулирования вы-

ходного напряжения инверторов с помощью управляемого выпрямителя, установленного на входе, и широтно-импульсного регулирования в звене постоянного тока. Последняя часть главы посвящена принципам построения трехфазных схем инверторов и способам снижения высших гармоник в кривой выходного напряжения инвертора.

В главе 6 рассмотрены электромагнитные устройства, применяемые в статических преобразователях: реакторы (воздушные и со стальным сердечником) и силовые трансформаторы. Здесь же рассмотрены магнитные усилители, применяемые в силовых схемах и системах управления вентильных преобразователей.

Главы 7 и 8 посвящены описанию соответственно электронных и ионных приборов. В главе 7 рассмотрены характеристики вакуумных диодов, триодов и других вакуумных приборов, в главе 8 — вопросы электрической проводимости в газах и описаны характеристики некоторых ионных приборов, в том числе газотронов и тиатронов. Рассмотрены характеристики ртутных вентиляй.

Глава 9, охватывающая около 20% объема книги, посвящена описанию характеристик, конструкции и технологии изготовления полупроводниковых приборов. В первой части описаны полупроводниковые материалы и рассмотрены физические процессы в  $p-n$ -переходе в установленных и переходных режимах. Вторая часть посвящена полупроводниковым диодам различных типов. В третьей части, отведенной транзисторам, рассмотрены физические процессы в приборах и описаны их характеристики. Особое внимание уделено нагрузочным характеристикам транзисторов и параметрам, определяющим характеристики приборов при их работе в ключевых схемах. Четвертая часть главы посвящена полупроводниковым приборам с четырехслойной  $p-n-p-n$ -структурой. Здесь рассмотрены переключающие диоды (динисторы) и управляемые кремниевые вентиля (тиристоры). Для последних указаны характеристики управления, динамические характеристики, номинальные параметры и нагрузочная способность. В последующих частях главы рассмотрены другие полупроводниковые приборы, выполненные на базе многослойной структуры, в том числе лавинные тиристоры и тиристоры, управляемые световым потоком, симметричные переключающие диоды и симметричные тиристоры (симисторы), а также однопереходные транзисторы, фотоэлектрические полупроводниковые приборы и элементы Холла. Представлены зависимости параметров приборов от температуры.

Вопросам управления преобразователей посвящена глава 10. В ней рассмотрены различные способы отпирания вентиляй и принципы построения систем управления преобразователей при питании от сети переменного или постоянного тока.

Различным вопросам проектирования, нагрева и охлаждения, защиты полупроводниковых приборов в вентильных преобразователях посвящена глава 11. Рассмотрены процессы нагрева и охлаждения вентиляй при различных режимах нагрузки и диаграммах тока. Определено влияние накопленного заряда на условия восстановления запирающих свойств вентиляй. Описаны способы снижения потерь в вентилях при их включении и путем уменьшения скорости нарастания прямого напряжения. Здесь же рассмотрены способы защиты тиристорных преобразователей от аварийных токовых перегрузок с помощью плавких предохранителей и быстродействующих выключателей, а также способы защиты от перенапряжений с помощью демпфирующих  $RC$ -цепей и нелинейных элементов.

Последняя, глава 12, является самой большой в книге и охватывает более 25% общего объема. В ней даны примеры реализации вентильных преобразователей, в том числе разработанных и применяемых в ВНР. Приведены принципиальные схемы преобразователей, определены их характеристи-

## VII ВСЕСОЮЗНОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ СОВЕЩАНИЕ ПО ПЕРСПЕКТИВАМ РАЗВИТИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЫ

(8—10 июля 1975 г.)

Время проведения совещания совпало с 50-летием советского высоковольтного электроаппаратостроения как самостоятельной отрасли электротехнической промышленности. В 1925 г. был введен в строй действующих предприятий первый в СССР специализированный завод по производству высоковольтной аппаратуры — ленинградский завод «Электроаппарат». За прошедшие 50 лет высоковольтное электроаппаратостроение в нашей стране получило большое развитие: создан ряд крупных научно-исследовательских институтов и заводов по производству высоковольтной аппаратуры, коллективы которых способны сейчас решать самые сложные научные и технические задачи.

Вступительном слове председатель оргкомитета проф. В. В. Афанасьев рассказал о задачах, стоящих перед VII Всесоюзным научно-техническим совещанием, в центре внимания которого — вопросы создания новых высоковольтных аппаратов с повышенными техническими параметрами, дальнейшего развития научных исследований, разработки методов испытания аппаратов и создания современной экспериментальной исследовательской базы.

Основной доклад «Перспективы развития электрических аппаратов высокого напряжения» сделал главный инженер ВАО «Союзтрансформатор» В. К. Матвиенко. В докладе были подведены итоги работы НИИ и предприятий объединения, занимающихся разработкой и производством высоковольтных аппаратов в 1970—1975 гг.

Научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по электрической изоляции, процессам гашения электрической дуги, нагрева и устойчивости токоведущих и контактных частей и позволили повысить технический уровень выпускаемых аппаратов и создать новые конструкции электрических аппаратов переменного тока с повышенными параметрами на напряжение до 750 кВ и постоянного тока на напряжение до  $\pm 750$  кВ, а также разработать и установить в опытную эксплуатацию аппараты переменного тока на напряжение 1150 кВ.

В широких масштабах проводились исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию новых дугогасительных устройств и использованию новых дугогасящих сред, по созданию вентильных разрядников, глубоко ограничивающих коммутационные и грозовые перенапряжения, по созданию оптико-электронных способов измерения тока и напряжения, по созданию синхронных выключателей и других видов высоковольтной аппаратуры.

Расширена экспериментально-исследовательская база, значительное развитие получили синтетические методы испытания аппаратов на коммутационную способность.

стики и даны фотографии внешнего вида. Среди выпрямительных агрегатов рассмотрены установки для электролиза, возбудители синхронных машин, выпрямители для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог, тяговые установки на подвижном составе, зарядные устройства, сварочные выпрямители, нереверсивные и реверсивные выпрямители для электроприводов постоянного тока, высоковольтные вентильные блоки для линий электропередач постоянного тока. Среди преобразователей переменного тока рассмотрены регулируемые преобразователи частоты для управления скоростью асинхронных двигателей, источники гарантированного питания ответственных потребителей и др.

При чтении книги обращает внимание многообразие вопросов, освещенных в ней, четкость изложения материала и прекрасное оформление. В книге имеется более 650 удачно составленных и хорошо выполненных рисунков, на которых показаны схемы, диаграммы работы и характеристики описываемых устройств и приборов, что создает большие удобства для читателя.

В то же время книга не лишена недостатков. К ним

одновременно с работами по повышению технических параметров электрических аппаратов высокого напряжения проводились исследования по расширению производственной базы с целью значительного увеличения количественного выпуска высоковольтной аппаратуры.

Докладчик отметил, что задачи, стоящие перед высоковольтным аппаратуростроением в Х пятилетке и в последующий период времени, определяются развитием отечественной энергетики и других отраслей народного хозяйства. Основная проблема — повышение технических параметров высоковольтных аппаратов и использование новых технических решений при создании аппаратов высокого напряжения.

Большое внимание должно быть уделено созданию комплекса генераторных аппаратов и комплекса подстанционных аппаратов. Комплексы аппаратов позволяют сократить площадь распределительного устройства, облегчить и ускорить монтаж, а также сократить расход материалов. Получат развитие и герметизированные распределительные устройства в элегазе на напряжение 110—1150 кВ.

В Х пятилетке будет освоено производство большого количества новых аппаратов высокого напряжения. В этот же период времени следует завершить строительство и реконструкцию лабораторно-испытательных баз на заводах объединения.

В докладе А. Г. Забодаева (ОРГРЭС) приведен обширный и хорошо систематизированный материал об опыте эксплуатации коммутационных аппаратов высокого напряжения в энергосистемах Министерства энергетики в 1971—1974 гг.

В докладе Ю. И. Лыкова и Ю. А. Якуба (Энергосетьпроект) дано обоснование выбора основных характеристик, которые должны иметь электрооборудование, поставляемое для первой опытно-промышленной передачи в СССР на напряжение 1150 кВ.

В докладе В. С. Львова (Энергосетьпроект) рассматриваются требования, которым должны будут удовлетворять высоковольтные выключатели, устанавливаемые на понижающих подстанциях.

В докладе Г. А. Славина (Энергосетьпроект) были приведены технические требования к отключающей способности выключателей на ближайшую перспективу.

В докладе Л. П. Кубарева (ВЭИ) подробно анализировались итоги работ, проведенных в СССР, по созданию комплекса оборудования на 1150 кВ переменного тока.

В докладе О. Б. Брана и В. Д. Молчанова рассматривались проблемы повышения номинальных токов коммута-

ции, прежде всего, отнести неравнозначность глав в отношении детальности изложения материала. Так, в книге практически не рассмотрены вентильные преобразователи частоты с непосредственной связью, нашедшие широкое применение в различных областях техники. Незаслуженно мало места уделено автономным инверторам тока и напряжения, многообразие схем и типов которых определяет возможности их весьма широкого применения в технике. Вместе с тем представляется излишним изложение в книге сведений по электронным и ионным приборам. Вряд ли целесообразно было включать в книгу главу, посвященную электромагнитным устройствам, применяемым в силовой преобразовательной технике. Эти вопросы требуют отдельного подробного рассмотрения.

В заключение следует отметить, что издание книги «Энергетическая электроника» является заметным событием в электротехнической литературе. Ознакомление с ней будет интересным для специалистов, работающих в области силовой преобразовательной техники.

Канд. техн. наук БЕРНШТЕЙН И. Я.

ционных аппаратов (25 000–50 000 и 100 000 А) и приводились возможные конструктивные решения этой проблемы.

Большое число представленных докладов и их разнообразный характер сделали необходимым рассмотрение большинства докладов на секциях.

На секции коммутационной аппаратуры (руководитель к. т. н. А. М. Бронштейн) заслушано 49 докладов и сообщений по перспективам развития высоковольтных выключателей, по новым конструкциям воздушных выключателей, по герметизированным распределительным устройствам с элегазом, по генераторным выключателям для Усть-Илимской ГЭС, по электромагнитным и вакуумным выключателям, по коммутационным аппаратам с жидким металлом, по термической устойчивости и по ряду других проблем. Большое внимание было уделено модернизации выключателей, установленных в энергосистемах, для повышения их отключающей способности. Обсуждены вопросы повышения надежности и износостойчивости коммутационных аппаратов. Намечены пути дальнейшего направления развития коммутационных аппаратов.

На секции электрической дуги (руководитель к. т. н. Я. Н. Шерман) заслушано 30 докладов и сообщений по трем основным направлениям: теории гашения электрической дуги; нормированию условий проведения коммутационных испытаний; синтетическим схемам проведения испытаний.

К первому направлению относятся доклады по новым математическим моделям электрической дуги, исследованиям физических процессов в нуле тока и по исследованию последовательной восстанавливющейся прочности. В докладах второго направления рассматривались предложения о нормировании основных параметров при испытаниях (восстанавливающееся напряжение, токи отключения и объем испытаний) в связи с намеченным пересмотром ГОСТ и рекомендаций МЭК. В докладах и сообщениях третьего направления рассматривались новые синтетические схемы, обеспечивающие полноценные испытания при повышенных требованиях к величине тока отключения, при наличии низкоомных шунтирующих резисторов и при испытании модульных выключателей.

На секции измерительных трансформаторов (руководитель к. т. н. Н. М. Адоныев) заслушано 22 доклада и сообщения по созданию: электромагнитных трансформаторов тока сверхвысокого напряжения для работы в переходных режимах с малыми погрешностями на базе сердечников с немаг-

нитным зазором, оптико-электронных трансформаторов тока и напряжения с внешней и внутренней модуляцией потока излучения, несущего информацию об измеряемой величине; оптико-электронных систем управления коммутационными аппаратами; высоковольтных волоконных световодов жесткой и гибкой конструкций, а также вопросы, связанные с созданием низковольтных и специальных трансформаторов тока.

Обсужден уровень метрологического обеспечения испытаний измерительных электромагнитных и оптико-электронных трансформаторов.

Намечены пути дальнейшего совершенствования измерительных трансформаторов с точки зрения повышения их точности, в установившихся и переходных режимах, технико-экономических и эксплуатационных показателей.

На секции изоляционных конструкций (руководитель к. т. н. Г. Т. Мессерман) было заслушано свыше 20 докладов и сообщений по двум основным направлениям: исследованиям электрической прочности изоляции и совершенствование технологии производства эпоксидной и фарфоровой изоляции.

На секции разрядников (руководитель к. т. н. А. И. Бронфман) заслушано 6 докладов и сообщений по вентильным разрядникам. Отмечены высокое качество и совершенные параметры разработанных разрядников на напряжение 750 кВ, обобщен десятилетний опыт эксплуатации разрядников 220–330 кВ с уровнем ограничения коммутационных перенапряжений до (1,6–1,7)  $U_{\Phi}$ , приведены результаты лабораторных исследований и опытной эксплуатации разрядников на 35–220 кВ для районов с загрязненной атмосферой. Намечены пути глубокого ограничения перенапряжений.

Некоторые доклады, заслушанные на совещании, в сокращенном виде были опубликованы в журналах: «Электричество», 1975, № 6; «Электротехника», 1975, № 6; Информационно-технический сборник «Электрическая промышленность. Высоковольтная аппаратура, трансформаторы и конденсаторы», 1975, № 2, 4, 5 и 6. Остальные доклады опубликованы в сборнике «Тезисы докладов VII Всесоюзного научно-технического совещания по высоковольтной аппаратуре».

VII Всесоюзное научно-техническое совещание по перспективам развития высоковольтной аппаратуры закончило свою работу принятием решения по всем рассмотренным вопросам.

АФАНАСЬЕВ В. В., ЯКУНИН Э. Н.



УДК 621.372:06.053

## ▼ ВСЕСОЮЗНАЯ МЕЖВУЗОВСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ТЕОРИИ И МЕТОДАМ РАСЧЕТА НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И СИСТЕМ (Ташкент, 21—24 октября 1975 г.)

На конференции обсуждались современные проблемы теории и методов расчета нелинейных энергетических и информационных цепей и систем с ферромагнитными, полупроводниковыми элементами и электромеханическими устройствами, а также вопросы анализа и синтеза нелинейных электрических цепей и систем с распределенными параметрами. По этим вопросам делегатами 58 городов СССР было представлено более 500 докладов и сообщений.

В докладах, посвященных исследованиям как установившихся режимов, их устойчивости, так и переходных процессов современных нелинейных энергетических и информационных цепей и систем, большое внимание уделялось вопросам использования ЦВМ для решения этих задач. Широкое выражение на конференции получили также вопросы упрощающих преобразований расчетных схем современных сложных нелинейных электрических цепей и систем, позволяющих существенно облегчить их анализ, что не теряет своей актуальности даже в условиях применения современных мощных ЦВМ.

Ниже приводится краткий обзор отдельных докладов семи секций конференции, посвященных вопросам анализа и синтеза современных нелинейных электрических цепей и систем.

Общие вопросы теории и аналитические, качественные методы расчета нелинейных электрических цепей и систем. Применению спектральных методов при исследовании нестационарных цепей и устойчивости периодических режимов в сложных сетях с насыщенными реакторами и емкостями была посвящен доклад В. А. Тафта, в котором отмечено, что в компенсированных системах энергоснабжения, содержащих насыщенные реакторы и емкости, могут возникнуть ненормальные режимы, связанные с возможным возникновением нелинейного резонанса. Исследование устойчивости рабочего режима сводится к исследованию устойчивости решений уравнений для малых отклонений, представляющих собой систему уравнений с периодическими коэффициентами.

В докладе А. Н. Лебедова предложены два оперативных (аналитический и графоаналитический) метода, позволяющих быстро установить необходимые и достаточные условия устойчивости или неустойчивости нелинейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями в нормальной форме Коши.

К. С. Демирчян, Ю. В. Ракитский, В. М. Волков, Е. Н. Карташов представили два доклада, в которых изложены результаты исследований новых эффективных (систем-

ных) методов численного интегрирования, в основу которых положено более общее эквивалентное формуле Ньютона — Лейбница тождество. На основе этого тождества получены системные методы численного интегрирования, учитывающие свойства решаемых систем. Это обстоятельство, как отмечено авторами, позволяет обеспечить численную устойчивость вычислительного процесса при использовании большого шага интегрирования.

Применение прямого метода Ляпунова к исследованию структуры фазовых пространств нелинейных систем показано в докладе **Б. М. Шамрикова**. Структура пространства состояний нелинейных импульсных автоматическим систем (НИАС) является весьма сложной. В докладе предлагается различать два аспекта исследования НИАС: во-первых, изучение микроструктуры (отыскание всех возможных предельных движений и их областей притяжения) и, во-вторых, изучение макроструктуры (отыскание асимптотически устойчивого множества системы, включающего в себя все точки предельных множеств, и его области притяжения).

В докладе **В. В. Губанова** предлагается аналитический метод, позволяющий рассмотреть переходные процессы сложных нелинейных систем с разнохарактерными накопителями энергии и существенной нелинейностью одного из них. Возможности этого метода, по мнению автора, шире метода медленно изменяющихся амплитуд, так как в данном случае учитываются все высшие производные переходных составляющих.

**Статические и машинные методы расчета нелинейных электрических цепей и систем.** Ряд докладов и сообщений этой секции был посвящен исследованию электроэнергетических, радиоэлектронных задач и описанию случайных процессов статистическими методами. В условиях вероятностно-определенной исходной информации оценки рассеяния результатов функционирования системы и смещения средних значений режимных параметров возможно только при использовании вероятностно-статистических методов.

В докладе **В. З. Манусова, А. В. Лыкина, Ю. М. Сидеркина** приводится теоретическое обоснование, алгоритм и описание программы использования многомерного аналога метода статистической линеаризации, применение которой удобно сочетаться с методом Ньютона — Рафсона и, следовательно, обеспечивает единый вычислительный метод. Даётся оценка точности метода путем сопоставления с методом Монте-Карло.

**В. В. Дубровским и И. Г. Бобух** представлено сообщение, в котором рассматривается метод статистической линеаризации, основанный на неканоническом разложении стационарного случайного процесса, приложенного ко входу нелинейного звена. Предлагаются эвристические рекомендации по выбору закона распределения вероятностей используемых случайных величин.

В докладе **Л. В. Данилова и Е. В. Исаченко** обращается внимание на разработку специальных алгоритмов анализа нелинейных цепей, так как часто именно использование специальных свойств исследуемых цепей позволяет легко справиться с трудностями расчета сложных нелинейных цепей и систем. В докладе изложен алгоритм численного интегрирования сложных нелинейных систем, для применения которого необходима предварительная информация о переходных или импульсных характеристиках линейных подсистем, входящих в общую нелинейную систему.

**О. В. Щербачев, В. А. Гамилко и В. Н. Кондрашкина** в своем докладе изложили разработанную ими методику исследования автоколебательных процессов с помощью ЦВМ. Автоколебательный процесс для каждой переменной представляется в виде ограниченного числа гармонических составляющих, для каждой из которых составляются уравнения гармонического баланса. Для отыскания условий существования автоколебаний осуществляется многократный итерационный расчет с последовательным уточнением коэффициентов гармонической линеаризации в соответствии с амплитудами гармонических составляющих переменных, полученными на предшествующей итерации.

Несколько докладов было посвящено методам оптимизации и машинному проектированию нелинейных цепей. В докладе **Я. К. Трохименко, И. С. Каширского, Е. З. Садыкова, А. И. Рыбина** рассматривается два возможных подхода к решению оптимизации и анализируются достоинства и недостатки каждого подхода. Первый подход можно отнести к традиционному способу решения задач оптимизации цепей. Второй — обобщенный подход к оптимизации цепей,

позволяющий исключить численный анализ статического режима. В основу обобщенного подхода положен принцип независимости переменных, который осуществляется введением дополнительных переменных и уравнений связи. Реализация обобщенной оптимизации сводится к использованию одного метода нелинейного программирования, что устраняет многоступенчатость процесса.

**Нелинейные цепи и системы радиоэлектроники.** Доклады, представленные на секцию, относились к следующим вопросам: идентификация и схемное моделирование нелинейных цепей и систем, анализ и синтез дискретных цепей и систем, теория и применение параметронов, исследование непрерывных цепей и систем, проектирование и расчет оптронов.

В докладе **М. М. Айзинова** были предложены алгоритмы классификации идентифицируемых объектов на основе понятия фундаментального класса. В докладе рассматриваются приближенные методы:

определения фундаментального класса идентифицируемого объекта;

получения функции передачи модели и минимизации ее порядка по графическим изображениям реакций идентифицируемого объекта на стандартные воздействия;

получения функции передачи модели по графическим изображениям реальных сигналов на выходе объекта.

В докладе **Л. В. Данилова, Б. М. Золотницкого, В. А. Прохорова** отмечается возможность построения схемных моделей по детерминированным «тестовым сигналам», сформулированы требования к совокупности тестовых сигналов, позволяющие получить полное описание системы при различных гипотезах о ее общей структуре.

В сообщении **В. В. Шахгильдяна и В. Н. Федоссеева** обсуждается устойчивость и динамика цифровых систем фазовой синхронизации на основе применения метода усреднения, ЦВМ и аппарата марковских процессов (для случая воздействия на них случайных возмущений). Получены результаты, позволяющие оценить область параметров, обеспечивающих устойчивую работу, а также характер и длительность переходных процессов.

Ряд докладов и сообщений этой группы был посвящен анализу и синтезу нелинейных фильтров, расчету систем с широтно-импульсными модуляторами, характеристике нелинейных импульсных элементов и проектированию импульсных усилителей.

В докладе **И. И. Минаковой** и др. рассмотрены синхронные режимы автогенераторов при негармоническом воздействии, стабильный режим многорезонаторного автогенератора и метод оптимизации его параметров. Частичные и энергетические свойства многорезонаторных автоколебательных систем позволяют использовать такие системы, как стабильные по частоте генераторы с узкой спектральной линией. Разработанный метод предложен для расчета опимальных параметров реальных трехрезонаторных генераторов СВЧ диапазона.

На секцию были также представлены доклады и сообщения, в которых рассматривались вопросы применения адаптивных систем для расширения динамического диапазона регенераторов, синтеза следящих фильтров и вопрос дрейфовой устойчивости плазмы.

Группа докладов и сообщений была посвящена проектированию и расчету оптронов с управляемыми оптическими каналами, получению характеристик волоконных светоприводов, реализации оптронных фильтров по заданной характеристике передачи.

**Нелинейные цепи и системы с ферромагнитными элементами.** Основным направлением работы этой секции было математическое моделирование процессов перемагничивания ферромагнитных материалов. Так, в докладе **Ю. В. Селезнева, В. К. Новикова, А. М. Пономарева** приведены выражения для основной кривой намагничивания, предельной и частных петель гистерезиса, описывающие состояние ферроматериалов в режимах сложного намагничивания, которые получены на основе представления процессов перемагничивания в виде совокупности обратимой и необратимой составляющих.

Большая группа докладов и сообщений представляла другое направление секции — феррорезонансные явления и основанные на них феррорезонансные стабилизаторы. Вопросу создания высокоеффективных феррорезонансных стабилизаторов напряжения был посвящен доклад **Р. Х. Бальяна**. В докладе отмечено, что оптимальным режимом работы феррорезонансного стабилизатора с параллельным контуром является режим фазового регулирования при относительно по-

стоянной величине модуля напряжений на входном линейном процессе.

Доклады Л. Н. Сыркина и др. были посвящены изложению результатов исследования нелинейных характеристик пьезотрансформаторов и особенностей разработки управляемых преобразователей напряжения при учете этих свойств. Нелинейные свойства пьезотрансформаторов обусловлены наличием амплитудно-зависимого внутреннего трения в пьезокерамике. Учет нелинейных свойств пьезотрансформаторов, как считают авторы, позволяет оптимизировать схемы управляемых преобразователей с точки зрения реализации требуемых показателей.

Ю. Н. Маслов, Ж. К. Кардашян и Ю. В. Селезнев, Н. И. Туманова посвятили свои сообщения результатам исследования нелинейных первичных преобразователей и их конструирования для измерения и контроля параметров сердечников из ферромагнитных материалов.

Б. Е. Боголюбов, Б. А. Бодлов и др. представили доклад, в котором изложены результаты исследования установившегося режима и влияния параметров параметрического генератора на его характеристики и показана возможность применения параметрического генератора в качестве стабилизатора, преобразователя и усилителя.

**Нелинейные электромеханические системы.** Значительная часть докладов была посвящена частотно-регулируемому асинхронному и синхронному электроприводам с учетом нелинейностей магнитной цепи машины и вентильных устройств. И. М. Серый, А. А. Янко-Триницкий и др. представили доклад, в котором для решения этих задач проведено исследование частотноуправляемых синхронных двигателей как объектов авторегулирования, анализ целесообразных режимов, выбраны подходящие системы переменных состояния и выходных переменных. Эти результаты использованы при синтезе САР.

В докладе С. В. Страхова и др. приведены результаты исследования динамической устойчивости и качества переходных процессов в автономных электроэнергетических системах переменного тока стабильности частоты, находящих применение на подвижных объектах. Действие синтезированных регуляторов в исследуемой нелинейной системе, как отметили авторы, позволило примерно в 7 раз уменьшить время переходного процесса и максимальные отклонения по частоте и напряжению.

А. В. Нетушил, В. В. Бурляев представили доклад, посвященный исследованию динамики релейных систем регулирования с отрицательным гистерезисом. Эффективным способом повышения качества систем двухпозиционного регулирования является применение релейных элементов, обладающих отрицательным гистерезисом с переменной шириной зоны гистерезиса. Анализ этих систем показывает, что в этом случае не возникает сложных периодических движений, т. е. они обладают определенным преимуществом по сравнению с системами с постоянной шириной зоны гистерезиса.

В докладах, посвященных исследованию устойчивости сложных электромеханических систем, нашел широкое отражение прямой метод Ляпунова.

**Нелинейные цепи и системы с вентильными элементами.** Доклад Б. У. Умарова посвящен анализу установившегося режима системы «автономный инвертор тока с отсекающими

вентилями — асинхронный двигатель». В нем рассмотрены электромагнитные процессы установившегося режима исследуемой системы на основе анализа двух схем замещения, соответствующих двум отрезкам времени. Разработана методика построения временных диаграмм необходимых параметров. На основании результатов тщательного анализа сделаны выводы об оптимизации режимов и параметров устройств с вентильными преобразователями.

С. Р. Глинтерник, Ю. А. Ушаков в своем докладе привели сравнение схем преобразователей с искусственной коммутацией на основной и на тройной частоте тока. В результате сравнения условий работы основного оборудования показано, что в зоне работы преобразователей с выдачей реактивной мощности в преобразователе с серийными конденсаторами вентили используются в 2 раза лучше, а трансформаторы на 20% выше, чем в шестифазном мостовом преобразователе, а использование конденсаторов примерно в 1,5 раза лучше.

Интересное сообщение А. С. Васильева, С. Г. Гуревича, И. А. Корницкого было посвящено исследованию нелинейных эффектов в схемах вентильных преобразователей частоты. Ими обнаружены установившиеся субгармонические периодические режимы в чисто симметричных схемах, при этом частоты возникающих субгармоник зависят от начальных условий.

**Нелинейные цепи и системы с распределенными параметрами.** В докладе С. А. Горбаткова и др. предложены интегральные методы и их применение к нелинейным краевым задачам для электромагнитных энергетических и информационно-измерительных систем с распределенными параметрами. Методы облегчают численную реализацию нижеуказанных задач, которые объединены общей идеей итерационного приближения граничных условий:

метод итерационной линеаризации с факторным планированием расчетов (цифровых экспериментов);  
модифицированный метод интегральных соотношений и его квазианалоговый вариант.

Доклад Б. Я. Кадымова, З. Я. Кулиева и Г. А. Мамедова был посвящен разработке численного метода анализа переходных процессов в симметричных и несимметричных трехфазных электрических цепях с распределенными параметрами. Разработка метода обосновывается необходимостью расчета различных режимов работы при проектировании линий электропередач сверх- и ультравысоких напряжений. Решения получаются в виде рекуррентных соотношений, допускающих простую их реализацию на ЦВМ.

Создание полупроводниковых интегральных схем (ИС) со структурой металл — диэлектрик — полупроводник — одно из перспективных направлений современной микроэлектроники. В сообщении М. Ф. Зарипова, И. Ю. Петровой приведены результаты анализа токораспределения в наиболее часто встречающихся в ИС исследовательском и параллельном соединениях МДП — транзисторов. Решение систем нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих изменение токов и напряжений на элементарных участках ширины каналов транзисторов осуществлено методом Рунге — Кутта с поиском недостающих начальных условий по дополнительной информации о решении на другом конце линии.

ИСМАИЛОВ З. И.



## ВЛАДИМИРТИХОНОВИЧ МОРОЗОВСКИЙ

10 ноября 1975 г. трагически погиб один из ведущих ученых в области авиационной электротехники, доктор технических наук, профессор Московского института инженеров гражданской авиации, член Совета Высшей Аттестационной Комиссии, полковник-инженер запаса, член КПСС Морозовский Владимир Тихонович.

В. Т. Морозовский родился в 1916 г. После окончания Лосиноостровской школы-семилетки в 1931 г. он продолжил учебу в ФЗУ при Мытищинском вагоностроительном заводе и в 1933 г., закончив ФЗУ, поступил на работу строгальщиком в Дорожные мастерские пути Ярославской ж. д. и одновременно на рабфак при МГУ.

С 1934 по 1940 г. В. Т. Морозовский — студент Московского энергетического института, а с конца 1940 г. — аспирант на кафедре электротехники МЭИ.

В первые дни войны он был призван в действующую армию, где прошел путь от радиотехника отдельного батальона связи до начальника базовой мастерской связи воздушной армии.

С января 1945 г. жизнь В. Т. Морозовского связана с Военно-воздушной инженерной академией (ВВИА) им. Н. Е. Жуковского. Закончив в 1948 адъюнктуру, он затем работал преподавателем и старшим преподавателем кафедры «Электрификация летательных аппаратов».



С 1972 г. после ухода в отставку из рядов Советской Армии и до последних дней жизни В. Т. Морозовский был профессором кафедры «Электротехника и авиационное электрооборудование» Московского института инженеров гражданской авиации.

Педагогическую деятельность В. Т. Морозовский успешно сочетал с научной работой. В 1948 г. ему присвоена учченая степень кандидата, а в 1964 г. доктора технических наук. В 1965 г. В. Т. Морозовский утвержден в ученом звании профессора по кафедре «Электрификация летательных аппаратов» ВВИА им. Н. Е. Жуковского.

Перу В. Т. Морозовского принадлежит около 70 научных трудов, в том числе фундаментальные работы по электрификации самолетов, написанные в соавторстве с виднейшим советским ученым в этой области академиком В. С. Куле-бакиным.

Много сил отдал В. Т. Морозовский подготовке научно-инженерных кадров; среди его учеников кандидаты и доктора технических наук.

Коммунист с 1943 г., В. Т. Морозовский принимал активное участие в общественной жизни коллективов, в которых ему приходилось работать. Он был чуток и отзывчив в отношениях с товарищами и вместе с тем бескомпромиссен при решении принципиальных вопросов.

Партия и правительство высоко оценили заслуги Владимира Тихоновича Морозовского. Он был награжден двумя орденами Красной Звезды и девятью медалями.

Все, кто знал Владимира Тихоновича и работал с ним, навсегда сохранят о нем светлую и добрую память.

Группа товарищей



## АКАДЕМИЯ НАУК СССР ОТДЕЛЕНИЕ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ПРОБЛЕМ ЭНЕРГЕТИКИ О КОНКУРСЕ НА СОИСКАНИЕ ИМЕННОЙ ПРЕМИИ АКАДЕМИИ НАУК СССР

Отделение физико-технических проблем энергетики Академии наук СССР сообщает, что в 1976 г. будет проведен конкурс на соискание премии имени П. Н. Яблочкова в размере 2000 руб. за лучшие работы и лучшие новые конструкции по электротехнике.

Срок представления работ до 17 августа 1976 г.

Право выдвижения кандидатов на соискание премии имеют научные учреждения, высшие учебные заведения, конструкторские бюро, научные общества, ведомства, действительные члены и члены-корреспонденты Академии наук СССР и академий союзных республик.

На соискание именных премий представляются:  
опубликованные научные работы (серия работ) или материалы научного открытия (изобретения) в трех экземплярах (количество авторов не более трех человек);  
мотивированное представление, включающее научную характеристику работы, ее значение для развития науки и народного хозяйства, а также сведения об авторе с перечнем его основных работ и изобретений.

Материалы с надписью «На соискание премии имени П. Н. Яблочкова» направлять в Отделение физико-технических проблем энергетики АН СССР (117901, Москва, В-71, Ленинский проспект, 14, корп. 1).

## СОДЕРЖАНИЕ

Глебов И. А., Данилевич Я. Б.—Современное состояние и проблемы создания турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов . . . . .	1
Бургдорф В. В., Федоров Ю. К.—Исследование воздействия коммутационных перенапряжений на полупроводниковые диоды в схемах релейной защиты и автоматики . . . . .	7
Шнейдер Я. А.—Метод анализа работы реле сопротивления в несимметричных режимах работы линии . . . . .	14
Фабрикант В. Л.—Трехфазные дистанционные органы и критерии их срабатывания . . . . .	19
Овчаренко Н. И.—Прохождение через резонансный фильтр сигналов, представляемых амплитудой или фазой тока промышленной частоты . . . . .	23
Арутюнян С. Г.—Расчет установившегося режима двух систем, связанных линиями электропередачи переменного и постоянного тока . . . . .	26
Черников Г. Б., Евликов А. А., Болдырев В. Т.—Переходный процесс в трансформаторе постоянного тока . . . . .	32
Ермилов И. В., Мирзабекян Г. З.—Расчет степени очистки газа в электрофильтрах . . . . .	36
Никитин Ю. П., Торлопов А. А.—Распространение фронта электромагнитной волны в цепи с распределенными, переменными во времени параметрами . . . . .	40
Шакиров М. А.—Анализ линейной электрической цепи методами переноса ее элементов . . . . .	44
Находкина В. Г., Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г.—Демпфирование высокочастотных колебаний напряжения в высоковольтных преобразователях . . . . .	50
Быков Ю. М., Неруш А. В., Пар И. Т.—Система управления циклопонквектором с автономным источником энергии на основе интегральных микросхем . . . . .	54
<b>ЖУЛОВЯН В. В.—Диаграмма тока и уравнения синхронной явнополюсной машины с учетом потерь в стали . . . . .</b>	
<b>58</b>	
<b>Ломакин В. А., Мамедов Г. Г.—Исследование квазистационарных процессов вентильно-механической коммутации двигателя постоянного тока методом фазовой плоскости . . . . .</b>	
<b>62</b>	
<b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b>	
<b>Роддатис В. К., Горбич Ю. С., Ильин А. Н., Тубинис В. В.—Контрольные измерения показателей качества напряжения в распределительных сетях . . . . .</b>	
<b>67</b>	
<b>Ленда Г. А.—Исследование переходных процессов в инверторе тока методом планирования экстремальных экспериментов . . . . .</b>	
<b>70</b>	
<b>Танич Л. П., Федоров В. Ф.—Определение э. д. с. на зажимах междуполюсной катушки, предназначенной для измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем . . . . .</b>	
<b>74</b>	
<b>Орел О. А.—Регулирование реактивной мощности крупного синхронного двигателя . . . . .</b>	
<b>77</b>	
<b>Грейсух М. В.—Оптимизация систем электроснабжения промпредприятий при наличии синхронных двигателей средней мощности . . . . .</b>	
<b>80</b>	
<b>СООБЩЕНИЯ</b>	
<b>Михайлов В. М.—Анализ переходных электромагнитных процессов в устройствах с массивными проводниками . . . . .</b>	
<b>83</b>	
<b>Хуснуллин З. С., Столбов Ю. А., Марков Г. В., Торбенков Г. М.—Погрешности измерительного преобразователя мощности на квадраторах . . . . .</b>	
<b>86</b>	
<b>БИБЛИОГРАФИЯ</b>	
<b>88</b>	
<b>ХРОНИКА</b>	
<b>89</b>	

## CONTENTS

The Present State and Problems in Creating Turbogenerators, Hydroelectric Generators and Synchronous Condensers I. A. Glebov, J. B. Danilevitch . . . . .	1
The Influence of Switching Surges on Semiconductor Diodes in Relay Protection and Automation Circuits— V. V. Burgsdorf, U. K. Fedorov . . . . .	7
A Method of Analysing Impedance Relays for Unsymmetrical Conditions on Transmission Lines—J. A. Shneider . . . . .	14
Three Phase Distance Relays and Criteria for Their Operation—V. L. Fabrikant . . . . .	19
How Signals Represented by the Amplitude or Phase of Power Frequency Current Pass Through a Resonant Filter—N. I. Ovcharenko . . . . .	23
Calculation of Steady State Conditions in Two Systems Interconnected Through A. C. and D. C. Transmission Lines—S. G. Arutiunyan . . . . .	26
Transients in a D. C. Transformer—G. B. Chernikov, A. A. Evlikov, V. T. Boldirev . . . . .	32
Calculating the Extent Gas is Purified in Electrostatic Filters—I. V. Ermilov, G. Z. Mirzabekyan . . . . .	36
Propagation of the Front of an Electromagnetic Wave Through a Circuit with Distributed Time-Varying Parameters—U. P. Nikitin, A. A. Torlopov . . . . .	40
Analysis of a Linear Circuit by Element Transfer Methods—M. A. Shakirov . . . . .	44
Damping High-Frequency Voltage Oscillations in High Voltage Converters—V. G. Nahodkina, A. N. Tarasov, U. G. Tolstov . . . . .	50
A System for Controlling Cycloconverters with an Independent Energy Source Employing Integral Circuits— U. M. Bikov, A. V. Nerush, I. T. Par . . . . .	54
<b>A Current Locus Diagram and Equations for a Salient-Pole Synchronous Machine with Account Taken of Iron Losses—V. V. Djulovian . . . . .</b>	
<b>58</b>	
<b>A Phase-Plane Study of the Quasi-Steady State for Electric-Mechanical Commutation in a D. C. Motor— V. A. Lomakin, G. G. Mamedov . . . . .</b>	
<b>62</b>	
<b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b>	
<b>Voltage Quality Control Measurements in Distribution Networks—V. K. Roddatis, U. S. Gorbich, A. N. Ilyin, V. V. Tubinis . . . . .</b>	
<b>67</b>	
<b>Transient Analysis of a Current Inverter by a Method Planning Extremum Experiments—G. A. Lenda . . . . .</b>	
<b>70</b>	
<b>Determining the EMF Across an Interpole Coil Used for Measuring Rotor Current in a Synchronous Machine with a Brushless Exciter—L. P. Tanich, V. F. Fedorov . . . . .</b>	
<b>74</b>	
<b>KVAR Control for a Large Synchronous Motor—O. A. Orel . . . . .</b>	
<b>77</b>	
<b>Optimizing Industrial Power Supply Systems for Plants Having Medium Capacity Synchronous Motors— M. V. Greysuch . . . . .</b>	
<b>80</b>	
<b>REPORTS</b>	
<b>Analysis of Electromagnetic Transients in Devices with Solid Conductors—V. M. Mikhailov . . . . .</b>	
<b>83</b>	
<b>Errors in a Transducer for Power Measurements Using Quadrators—Z. S. Khusnulin, U. A. Stolbov, G. V. Markov, G. M. Torbenkov . . . . .</b>	
<b>85</b>	
<b>BIBLIOGRAPHY . . . . .</b>	
<b>88</b>	
<b>CHRONICLE . . . . .</b>	
<b>89</b>	

# Рефераты публикуемых статей

УДК 621.32.2.001.1

Современное состояние и проблемы создания турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов. Глебов И. А., Данилевич Я. Б. — «Электричество», 1976, № 3.

Подводятся итоги IX пятилетки по созданию турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов, разработке их систем возбуждения и регулирования. Намечаются основные направления работ в будущем. Библ. 17.

УДК 621.314.12.018.782.3

Переходный процесс в трансформаторе постоянного тока. Черников Г. Б., Евликов А. А., Болдырев В. Т. — «Электричество», 1976, № 3.

Рассматривается переходный процесс установления ширины импульсов тока во вторичной цепи ТПТ. Определяется разница между моментами изменения полярности тока во вторичной цепи ТПТ для переходного и установившегося режимов. Результаты приведены в виде семейства графиков. Библ. 8.

УДК 621.316.925.2:621.385.2

Исследование воздействия коммутационных перенапряжений на полупроводниковые диоды в схемах релейной защиты и автоматики. Бургесдорф В. В., Федоров Ю. К. — «Электричество», 1976, № 3.

Проведено исследование изменения вентильных свойств диодов при воздействии на них импульсов обратного тока, соответствующих воздействию при коммутационных перенапряжениях. Выявлено, что в качестве критерия, определяющего опасность воздействий перенапряжений, может служить значение максимально допустимых импульсов обратного тока. Использование предложенного критерия позволяет во многих случаях отказаться от применения защиты от коммутационных перенапряжений, не опасаясь повреждения диодов в эксплуатации. Библ. 9.

УДК 621.359.484

Расчет степени очистки газа в электрофильтрах. Ермилов И. В., Мирзабекян Г. З. — «Электричество», 1976, № 3.

Предложена методика расчета профиля концентрации частиц и степени очистки электрофильтров, учитывающая одновременно два фактора — направленное движение частиц к осадительному электротруду и их турбулентное перемешивание. Приведены результаты измерения профилей концентраций и степени очистки на модели пластинчатого электрофильтра. Сопоставление расчетов с экспериментами свидетельствует о приемлемости предложенной методики для расчета степени очистки для пылей с удельным объемным сопротивлением  $10^2 \leq \rho_v \leq 10^8$  Ом · с при перенапряжениях  $U^* \leq 1.5$ . Библ. 12.

УДК 621.316.925.45.001.2

Метод анализа работы реле сопротивления в несимметричных режимах работы линии. Шнейдер Я. А. — «Электричество», 1976, № 3.

Проведен анализ методов исследования влияния тока нагрузки или качаний на поведение реле в несимметричных режимах работы линии и предложен новый метод анализа работы реле, основанный на построении областей срабатывания реле в комплексной плоскости отношения тока нагрузки к аварийному току прямой последовательности. Показано, что данный метод существенно упрощает анализ работы реле. Библ. 4.

УДК 621.372:538.56

Распространение фронта электромагнитной волны в цепи с распределенными, переменными во времени параметрами. Никитин Ю. П., Торлопов А. А. — «Электричество», 1976, № 3.

Исследуется на основе асимптотических разложений решений телеграфных уравнений с переменными коэффициентами распространение фронта электромагнитной волны в линии с переменными во времени параметрами; показано, что при распространении в такой линии электромагнитной волны происходит ее трансформация. Приведен пример расчета. Библ. 11.

УДК 621.372.061

Анализ линейной электрической цепи методами переноса ее элементов. Шакиров М. А. — «Электричество», 1967, № 3.

Выведены правила преобразования схем путем переноса  $z$ -ветвей вдоль  $z$ -контуров и  $y$ -ветвей через  $y$ -сечения, позволяющие сократить число ветвей схемы. Указывается что известные преобразования параллельных ветвей в одну эквивалентную, соединений треугольником в звезду (и наоборот), а также формальные преобразования на основе разбиения матриц уравнений равновесия схемы, можно свести к наглядным структурным преобразованиям схемы путем переноса ее ветвей. Указаны пути повышения эффективности исследования сложных систем по частям. Показано, что в процессе расчета цепей предложенным методом одновременно можно получить схемные функции цепи. Приводятся соотношения для расчета чувствительности схемных функций. Библ. 8.

УДК 621.314.5:621.315.024

Демпфирование высокочастотных колебаний напряжения в высоковольтных преобразователях. Находкина В. Г., Тарасова А. Н., Толстов Ю. Г. — «Электричество», 1976, № 3.

Рассмотрены коммутационные переходные процессы в трехфазном мостовом преобразователе с учетом собственных (паразитных) емкостей оборудования. Расчетным путем с применением ЦВМ установлено влияние параметров основных элементов преобразователя на ударный коэффициент и скорость нарастания анодного напряжения после выключения ВТБ.

Полученные графические зависимости ударного коэффициента от параметров основных элементов преобразователя позволяют определить параметры демпфирующей цепочки без дополнительных расчетов. Библ. 12.

УДК 621.314.26.001.5

Система управления циклопонвертором с автономным источником энергии на основе интегральных микросхем. Быков Ю. М., Неруш А. В., Партий Т. — «Электричество», 1976, № 3.

На основе полученного логического уравнения, определяющего подачу импульсов на управляющий переход одного тиристора, дана блок-схема дискретной системы управления циклопонвертором, рассмотрены отдельные ее элементы, построенные на интегральных микросхемах. Рекомендуемые схемные решения учитывают результаты экспериментальных исследований. Библ. 7.

УДК 621.311.1.001.24

Расчет установившегося режима двух систем, связанных линиями электропередачи переменного и постоянного тока. Артутия С. Г. — «Электричество», 1976, № 3.

Предлагается методика расчета установившегося режима двух энергосистем, связанных одновременно протяженной линией электропередачи переменного тока, оснащенной современными средствами компенсации и передачей постоянного тока. В основе методики лежит принцип разрезания схемы на подсистемы, представляемые эквивалентными многополюсниками, с выделением межсистемных ВЛ переменного и постоянного тока, которые описываются своими полными уравнениями.

Метод решения задачи — в целом итерационный, по принципу Зейделя. Расчет режима компенсированной ВЛ и передачи постоянного тока производится по алгоритмам, исключающим необходимость использования метода последовательных приближений. Библ. 12.

УДК [621.313.13.024:621.314.632].001.24

Исследование квазиустановившихся процессов вентильно-механической коммутации двигателя постоянного тока методом фазовой плоскости. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г.—«Электричество», 1976, № 3.

Описывается схема двигателя постоянного тока с вентильно-механическим коммутатором (ВМК), электромагнитные процессы коммутации.

Приводятся эквивалентные схемы зарядно-разрядных контуров отдельных периодов коммутационного процесса и аналитические зависимости для построения фазовых траекторий, которые используются для определения основных параметров коммутационного процесса и элементов вентильного переключателя. Библ. 4.

УДК 621.316.1.015:621.317.72

Контрольные измерения показателей качества напряжения в распределительных сетях. Роддатис В. К., Горбич Ю. С., Ильин А. Н., Тубинис В. В.—«Электричество», 1976, № 3.

На примере контроля отклонения напряжения показана возможность сокращения числа контрольных точек и длительности контрольных измерений в распределительных сетях с коммунально-бытовой нагрузкой. Рассмотрена методика выбора контрольных точек в распределительной сети. Доказано, что наибольшая длительность контрольных измерений для городских распределительных сетей может быть принята равной одной неделе. Библ. 9.

УДК 621.314.572.018.782.3.001.5

Исследование переходных процессов в инверторе тока методом планирования экстремальных экспериментов. Ленда Г. А.—«Электричество», 1976, № 3.

Исследование переходных процессов статистическим методом планирования экспериментов позволило получить количественные оценки степени влияния параметров системы на качество переходных процессов и коммутационную устойчивость инвертора. Были получены уравнения регрессии, адекватно описывающие исследуемые процессы, на основании которых определены параметры системы, обеспечивающие наилучшее качество переходных процессов и необходимый запас коммутационной устойчивости при внешних возмущениях. Библ. 4.

УДК 621.313.322-81.013.8:621.313.392

Определение э. д. с. на зажимах между полюсной катушки, предназначенной для измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем. Тапич Л. П., Федоров В. Ф.—«Электричество», 1976, № 3.

Приводится метод определения тока ротора возбуждаемой машины с помощью между полюсной измерительной катушки. Принцип действия ее основан на использовании высших гармоник я. с. обмотки якоря бесщеточного возбудителя. Библ. 7.

УДК 621.313.323.016.25.078

Регулирование реактивной мощности крупного синхронного двигателя. Орел О. А.—«Электричество», 1976, № 3.

Рассмотрены режимы работы синхронного двигателя, подключенного к шинам понизительной подстанции вместе с другими потребителями, работающими с переменной нагрузкой. Показано, что минимальные потери электроэнергии имеют место при работе СД в таком режиме, при котором его реактивный ток в каждый момент времени пропорционален по значению и противоположен по знаку реактивному току остальных потребителей. Получены соотношения для вычисления оптимального значения реактивного тока СД. Приведена структура схемы, позволяющей осуществить работу СД в оптимальном режиме. Библ. 5.

УДК 621.311.4:621.313.323.027

Оптимизация систем электроснабжения промпредприятий при наличии синхронных двигателей средней мощности. Грэйсух М. В.—«Электричество», 1976, № 3.

Приводится технико-экономическое обоснование целесообразности перевода на 380 (600) В вместо 6000 В синхронных двигателей средней мощности, работающих в системе электроснабжения промпредприятий. Библ. 5.

УДК 621.3:538.3

Анализ переходных электромагнитных процессов в устройствах с массивными проводниками. Михайлов В. М.—«Электричество», 1976, № 3.

Рассмотрен метод анализа переходных процессов в системе из двух массивных проводников с помощью решения систем обыкновенных дифференциальных уравнений применительно к проводникам с одномерным электромагнитным полем. Массивным проводникам могут соответствовать шесть различных двухполюсников. Приведены формулы для расчета параметров этих двухполюсников. Исследована возможность принятия допущения об одномерности электромагнитного поля. Библ. 11.

УДК 621.317.734

Погрешности измерительного преобразователя мощности на квадраторах. Хуснуллин З. С., Столбов Ю. А., Марков Г. В., Торбенков Г. М.—«Электричество», 1976, № 3.

Предлагается новая методика наладки преобразователя, при которой настройка квадраторов производится с учетом сопротивления нагрузки. Исследования показывают, что учет влияния сопротивления нагрузки процессе наладки преобразователя существенно снижает погрешность измерительного преобразователя мощности при работе его в широком диапазоне изменения тока и коэффициента мощности. Приводится формула для определения наибольшего сопротивления нагрузки, при котором погрешность не превышает заданной величины. Библ. 2.

## 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., Костенко М. П., 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., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 15/І 1976 г.

Подписано к печати 25/ІІ 1976 г.

T.04477

Формат 60×90<sup>1/8</sup>

Усл. печ. л. 12

Уч.-изд. л. 14,76

Тираж 9 366 экз.

Цена 80 коп.

Зак. 507

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.

# Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед

**ПРЕДЛАГАЮТ  
ПОЛНЫЙ НАБОР  
ИЗОЛЯЦИОННЫХ  
МАТЕРИАЛОВ,  
применяемых  
при температурах до 180°С**

**Пропиточные лаки типа Элмо (Elmo) для:**

электродвигателей, генераторов, силовых преобразователей, вентиляционных установок, ручного электроинструмента, электроштампов, телефонов, радио- и телеприемников, электронных приборов, балластных сопротивлений.

**Эпоксидные смолы типа Добекот (Dobekot) для:**

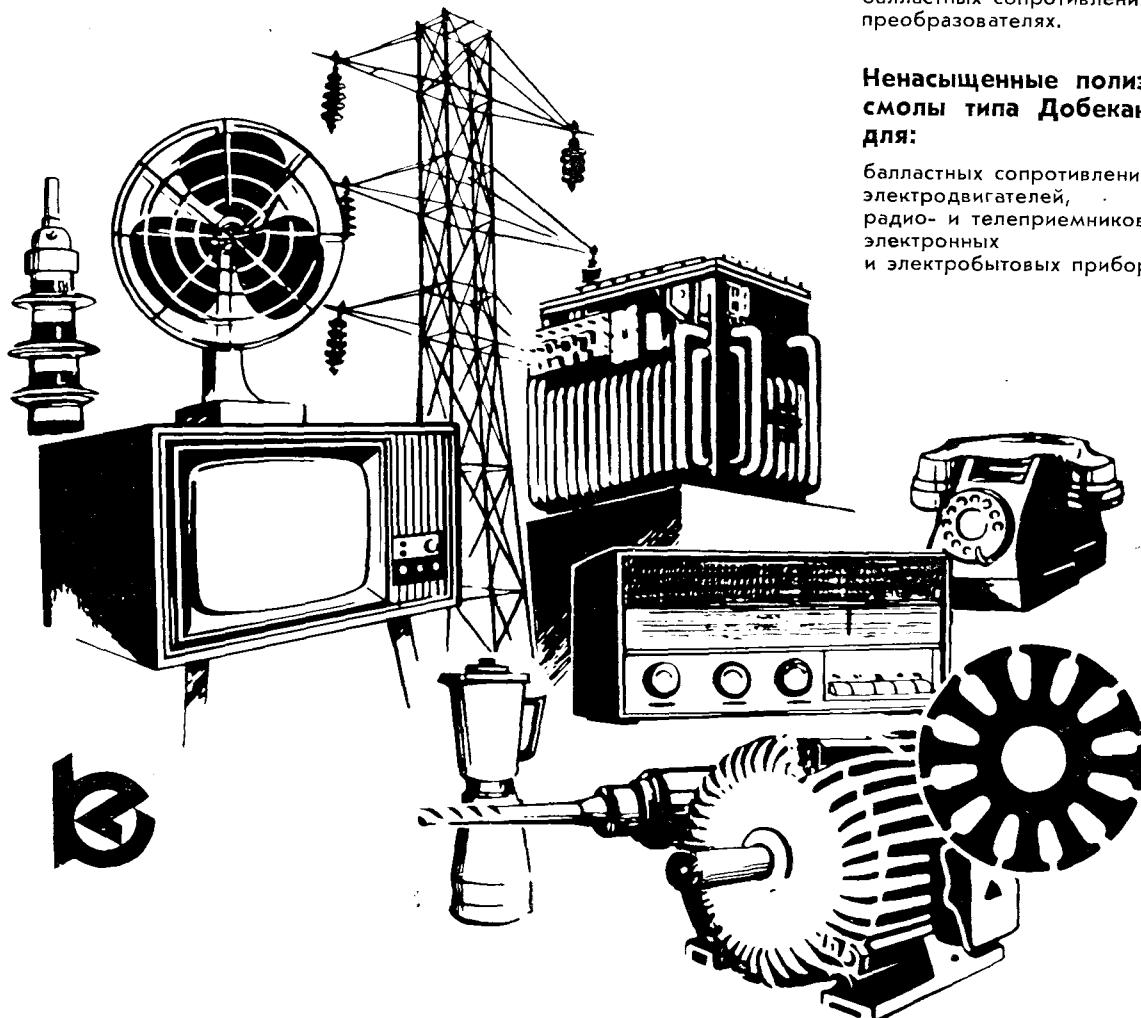
кабельных соединений, литейного оборудования, электрических и электронных приборов, конденсаторов, изоляторов, тонких листовых материалов, нитей накаливания, высокоскоростных электрических машин.

**Электроизоляционные эмали для:**

проводов в электродвигателях, генераторах, радио- и телеприемниках, вентиляционных установках, ручном электроинструменте, балластных сопротивлениях, преобразователях.

**Ненасыщенные полиэфирные смолы типа Добекан (Dobeckan) для:**

балластных сопротивлений, электродвигателей, радио- и телеприемников, электронных и электробытовых приборов.



## Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед

специализируются на производстве изоляционных лаков, эмалей и смол.

Адрес: ПИМПРИ, ПУНА, 411018, ИНДИЯ

Зарегистрированный адрес конторы:  
61 Адвент,  
12A Джен. Бансале Марг  
Бомбей — 400021, Индия

Из трех электрических приборов, изготовленных в Индии, два являются продукцией объединения Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед