

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1957

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

4

СОДЕРЖАНИЕ

- С. Б. Юдицкий** — Мощные полупроводниковые выпрямители и их применение в промышленности
Р. И. Караев — Переходные процессы при коротких замыканиях в линиях большой протяженности
С. Б. Лосев и А. Б. Чернин — Практический метод расчета переходных процессов при коротких замыканиях на линиях с распределенными параметрами
М. М. Белоусов — Скорости восстановления напряжения на контактах выключателя в мощных энергосистемах
Н. Н. Тихоедев — Критериальные соотношения в теории короны
Н. И. Овчаренко — Применение дифференциально-фазной высокочастотной защиты в компенсированных сетях
Н. М. Зуль и К. Г. Митюшкин — К расчету электромагнитных реле в схемах с конденсаторами
И. А. Будзко и Н. И. Астафьев — Распределение допустимых потерь напряжения в сельских сетях
С. С. Иосифов — О выборе напряжения высоковольтной сети нефтеперерабатывающих заводов
М. И. Михайлов и Л. Д. Разумов — О совместной защите от коррозии кабелей связи и силовых кабелей
Ю. М. Файнберг — Об ударах в нереверсивных механизмах при автоматическом регулировании двигателя
Г. И. Штурман — Об эквивалентности индикаторных сельсинов однофазным поворотным трансформаторам
С. С. Ройзен — Выбор стабилизирующих трансформаторов для электроприводов с электромашинным усилителем
Б. Н. Авилов-Карнаухов — Расчет электроэнергии для угольных шахт Донбасса по корреляционной связи
И. П. Исаев — Статистическая оценка стабильности характеристик асинхронных двигателей
А. М. Сучилин — Низкоомная мостовая схема управления двигателем постоянного тока
Н. А. Козырев — Об импульсной прочности главной изоляции высоковольтных электрических машин
Б. А. Алексеев и В. Б. Кулаковский — К вопросу об импульсных испытаниях витковой изоляции высоковольтных электрических машин
В. П. Ларионов — О градиентах потенциала в канале лидера длинной искры
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ
Л. А. Суханов — Трансформатор для электродинамической модели энергосистем
В. А. Козлов — О применении выключателей нагрузки в городских электросетях
ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА
О расчете токов в линейных цепях. Электризация пара при его охлаждении воздухом
ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ
Исследование электрического пробоя изоляции высоковольтных кабелей. Новые униполярные машины. Новый униполярный электродвигатель
ХРОНИКА
В Техническом управлении МЭССССР. Читательская конференция в г. Львове. Совещание по терминологии теоретической электротехники. Пленарная сессия Международной электротехнической комиссии в Москве
89

CONTENTS

1	Large semiconductor rectifiers and their application in industry — S. B. Uditski	1
8	Transients during faults on long transmission lines — R. I. Karaev	8
14	A practical method of calculating transients during faults on transmission lines with distributed parameters — S. B. Losev, A. B. Chernin	14
21	Rates of recovery voltage on the contacts of circuit breakers in large power systems — M. M. Belousov	21
25	Similarity criteria relationships in corona theory — N. N. Tihodeev	25
30	The application of phase-comparison carrier relays in compensated circuits — N. I. Ovcharenko	30
35	On calculating electromagnetic relays in circuits with capacitors — N. M. Zull, K. G. Mityushkin	35
39	Distributing the allowable voltage drop in rural networks — I. A. Budzko, N. N. Astafiev	39
45	On selecting the voltage of the h. v. circuit in oil refineries — S. S. Iosiphov	41
48	On simultaneously protecting telephone and power cables against corrosion — M. I. Michailov, L. D. Razumov	45
53	On shocks to non-reversing mechanisms in automatic regulation of a motor — U. M. Feinberg	48
57	On the equivalence of indicator selsyns and single-phase variable transformers — G. I. Shтурман	53
60	Selecting atihunting transformers for motor drives with amplidynes — S. S. Roisen	57
64	Calculating the electric energy for Donbas coal mines with correlational functions — B. N. Avilov-Karnaughov	60
69	A statistical estimate for the stability of induction motor characteristics — I. P. Isaev	64
73	A low-resistance bridge circuit for controlling a d. c. motor — A. M. Suchilin	69
75	On the impulse withstand strength of the main insulation in high-voltage machines — N. A. Kozrev	73
80	On the problem of impulse testing the turn-to-turn insulation in high-voltage machines — B. A. Alekseev, V. B. Kulakovskii	75
82	On the potential in the channel of a long-arc leader — V. P. Larionov	80
84		
	FROM OPERATING EXPERIENCE	
86	A transformer for a miniature power system — L. A. Suhanov	82
	On the use of load breakers in urban networks — V. A. Kozlov	84
	NOTES AND LETTERS	86
	IN OTHER ENGINEERING JOURNALS	89
92	CHRONICLE	92



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

4
1957
АПРЕЛЬ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, МИНИСТЕРСТВА ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ СССР
И МИНИСТЕРСТВА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ СССР

Мощные полупроводниковые выпрямители и их применение в промышленности

Кандидат техн. наук С. Б. ЮДИЦКИЙ

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина

Одной из задач, которые могут быть разрешены посредством полупроводников, является преобразование переменного тока в постоянный большой мощности.

Значительные успехи достигнуты в области селеновых выпрямителей. Выпускаются селеновые выпрямительные элементы на различные токи с обратным напряжением 26 ... 30 в и достаточно большим сроком службы. Селеновые выпрямительные элементы выполняются как очень малых, так и больших размеров, достигающих площади 400 см². Повышение рабочей температуры селеновых выпрямителей намечается до 110 ... 130° С.

Еще большие возможности открывают новые германиевые и кремниевые полупроводниковые выпрямители. Их успешному развитию способствовали достижения науки в области теории физического процесса вентильного действия полупроводников и достижения металлургии по получению сверхчистых полупроводниковых материалов.

В настоящем обзоре освещены вопросы конструирования мощных германиевых и кремниевых выпрямителей промышленного назначения, их характеристики, схемы соединения, методы регулирования и основные области применения.

Принцип действия германиевого и кремниевого выпрямителей. Действие германиевого или кремниевого выпрямителя основано на эффекте односторонней проводимости пограничного слоя, образованного между полупроводником электронной *n* и дырочной *p* проводимостью, т. е. в электронно-дырочном *n* — *p* переходе.

Этот переход характеризуется малым сопротивлением в одном — прямом направлении и большим сопротивлением в обратном направлении и отличается способностью выдерживать высокое обратное напряжение (теоретически до 800 в).

Односторонняя проводимость электрического тока может быть объяснена следующим образом. Как известно, в монокристаллическом полупроводнике

воднике германия или кремния каждый атом связан с другими атомами четырьмя валентными электронами. Ничтожные доли примеси, введенной в такой полупроводник, могут как снизить удельное сопротивление, так и придать ему тот или иной тип проводимости.

Электронный тип проводимости получается при введении в четырехвалентный полупроводник примеси пятивалентных элементов, например сурьмы, мышьяка (*доноров*), у которых каждый атом отдает кристаллу один свободный электрон, не участвующий в валентной связи. Эти электроны обусловливают электронную проводимость.

Дырочная проводимость получается введением примеси трехвалентных элементов (*акцепторов*) индия, галлия, алюминия, в которых каждый атом для заполнения валентной связи захватывает из решетки по одному электрону, образуя в решете свободные вакантные места, так называемые дырки. Дырки, участвуя в проводимости тока, образуют дырочную проводимость.

На рис. 1,а приведен разрез монокристалла, в котором имеются две области: область с электронной проводимостью *n* и область с дырочной проводимостью *p*. Между областью полупроводника с электронной проводимостью и дырочной проводимостью образуется стык, показанный пунктиром.

Если к выпрямителю приложить напряжение таким образом, что к полупроводнику с электронной проводимостью будет подведен минус, а к полупроводнику с дырочной проводимостью — плюс источника тока, то свободные электроны в электронной области будут двигаться (рис. 1,б) к переходу и рекомбинироваться с дырками. Одновременно дырки из области с дырочной проводимостью будут двигаться к переходу и рекомбинироваться с электронами; в цепи появится ток в направлении от полупроводника с дырочной проводимостью к полупроводнику с электронной проводимостью.

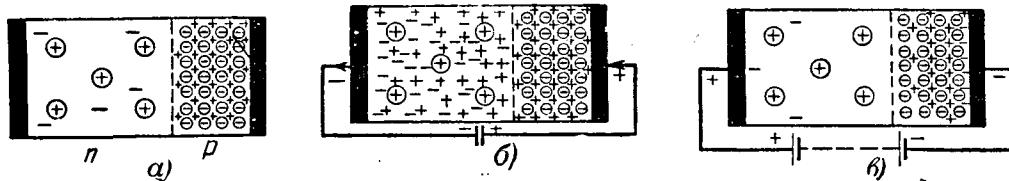


Рис. 1. Монокристалл с $n-p$ переходом.

а — при статическом состоянии; б — при прямом токе; в — обратный ток. \ominus акцепторный атом; — электрон; \oplus донорный атом; + дырка.

Это направление является проводящим — прямым. Когда же полярность приложенного напряжения изменена на обратную (рис. 1, в), то электроны области n и дырки области p будут двигаться от перехода, оставляя донорные и акцепторные атомы нескомпенсированными.

Поэтому с каждой стороны перехода получаются области с чисто положительными и отрицательными зарядами аналогично условиям заряженного конденсатора при приложенной разности потенциалов к его зажимам. По мере возрастания приложенного напряжения электроны и дырки будут двигаться все дальше от перехода, пока созданный ими потенциал объемного заряда не сделается равным приложенному напряжению, что должно было бы привести к полному прекращению тока.

Однако обратный ток не будет равен нулю. Благодаря тепловому движению атомов в кристалле будет происходить образование электронов и дырок. При отсутствии электрического поля электроны и дырки дрейфуют в полупроводнике до тех пор, пока не рекомбинируются. В результате образования этих пар (электронов и дырок) в полупроводнике получается небольшой, постоянный по величине, обратный ток. Этот ток теоретически не зависит от приложенного напряжения и носит название тока насыщения.

Обратный ток направлен от полупроводника с электронной проводимостью к полупроводнику с дырочной проводимостью. Обратный ток в сильной степени зависит от температуры. При увеличении температуры на 1° он возрастает на 7...10%. Пробой выпрямителя в обратном направлении может быть вызван либо возрастанием тока насыщения с температурой и ударной ионизацией, прогрессивно увеличивающей образование носителей тока, либо градиентом напряжения, достаточным для того, чтобы выбить электроны из орбит кристаллической решетки.

Германиевые элементы. Металлический германий был предсказан Менделеевым, который на основе своей периодической системы утверждал, что такой элемент должен существовать.

Германий представляет собой твердый, довольно хрупкий металл серебристо-серого цвета с удельным весом 5,32, температурой плавления 958°C . Чистый германий имеет удельное сопротивление $60 \text{ ом} \cdot \text{см}$. Германий получается как побочный продукт при коксовом производстве, где его извлекают из надсмольных вод, и при добыче серебра, цинка.

Для выпрямителей требуется сверхчистый монокристаллический германий с электронной проводимостью. Сверхчистый германий получается путем тщательной очистки зонной плавкой. Зонная плавка основана на том свойстве металлов,

что примеси собираются в жидкой фазе. Расплавляя друг за другом участки металла, по его длине можно собирать большинство остающихся примесей в один конец. В результате зонной плавки можно получить германий, который содержит только одну стомиллионную часть примесей.

В сверхчистый материал добавляют одну десятимиллионную часть требуемой примеси — сурьмы или мышьяка, чтобы придать ему электронный тип проводимости, и вытягивают из его расплава монокристалл в специальных вакуумных или водородных печах. Монокристалл для мощных выпрямителей должен иметь не более одной стомиллионной доли посторонней примеси при одинаковом сопротивлении по диаметру.

Длительность жизни неосновных носителей тока в электронном германии — дырок должна быть порядка одной миллисекунды.

Монокристаллы германия режутся на пластинки, из которых изготавливаются выпрямительные элементы.

Германиевый выпрямительный элемент (переход) в основе своей состоит из диска чистого монокристаллического германия с электронной проводимостью, к которому с одной стороны вплавлен индий и с другой стороны — олово. Вплавление индия в германий производится в инертной среде при температуре $500 \dots 550^\circ\text{C}$. При этой температуре индий растворяет германий. Количество растворившегося индия зависит от температуры и времени вплавления.

При охлаждении германий выпадает из раствора и образует слой с дырочной проводимостью благодаря примеси индия. Олово приплавляется для осуществления хорошего контакта.

После вплавления переход подвергается электролитическому травлению. При электролитическом травлении создается небольшое углубление вокруг индия. При этом процессе удаляются следы индия или других примесей, которые могут перекрывать стык германия с электронной и дырочной проводимостью на поверхности.

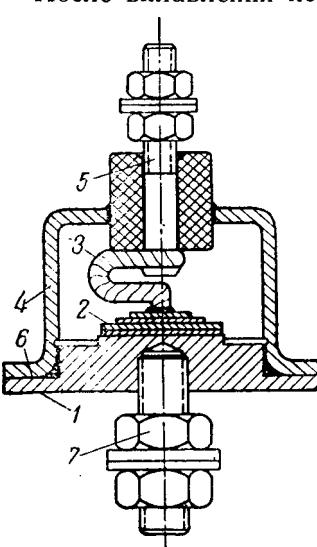


Рис. 2. Разрез элемента выпрямителя.

1 — основание; 2 — $n-p$ переход германия; 3 — гибкое соединение; 4 — металлический корпус; 5 — верхний зажим; 6 — герметическая прокладка; 7 — нижний зажим.

В таком выпрямительном элементе прямым направлением является направление от германия с дырочной проводимостью к германию с электронной проводимостью (от индия к олову); обратное направление является запирающим.

Диаметр германиевого диска берется в зависимости от тока выпрямительного элемента. Например, для выпрямительного элемента на 200 а германиевый диск берется диаметром 30 мм и толщиной 0,8 мм.

Германиевые выпрямительные элементы конструктивно отличаются в зависимости от способа их охлаждения: естественного или принудительного, воздушного или водяного. Но основной принцип конструкции для всех видов исполнения одинаков.

Рассмотрим конструкцию выпрямителя с воздушным охлаждением, разрез которого приведен на рис. 2.

Припайка германиевой пластины (электронно-дырочного перехода) к основанию производится через пластину, имеющую примерно один и тот же коэффициент линейного расширения, что и германий, и хорошую теплопередачу. Этим достигается механическая прочность и малый температурный перепад между переходом и основанием.

Изображенное на рис. 2 гибкое соединение верхнего электрода к выводу облегчает сборку и не создает механических усилий на переход.

Германиевый выпрямительный элемент должен быть хорошо защищен от влаги, потому что влага вызывает увеличение обратного тока и ползучесть характеристики выпрямителя. Для предохранения от влаги переход помещается в герметичный корпус. Корпус соединен с основанием через уплотняющую термостойкую прокладку.

Предусмотрена возможность укрепления радиаторной пластины. Для электрического присоединения служит шпилька с гайками.

Качество германиевого выпрямителя характеризуется кривой зависимости тока выпрямителя от напряжения на электродах (рис. 3).

Зависимость напряжения на элементе от тока в проводящем направлении определяет падение напряжения в элементе и прямые потери в нем. Зависимость тока от обратного напряжения обуславливает допустимое обратное напряжение и

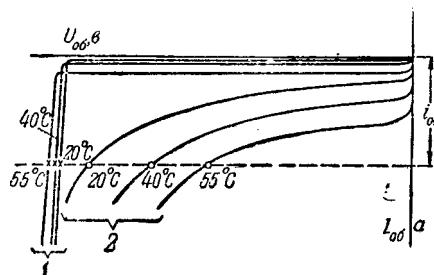


Рис. 4. Характер изменения теоретических (1) и экспериментальных (2) вольт-амперных характеристик германиевых выпрямителей при изменении температуры.

$I_{обр}$ — предельная величина обратного тока.

вентильную прочность элемента, а также потери от обратного тока (обратные потери). Как видно из рис. 3, основным свойством германиевого выпрямителя является малое падение напряжения в прямом направлении и незначительное его изменение с возрастанием тока нагрузки.

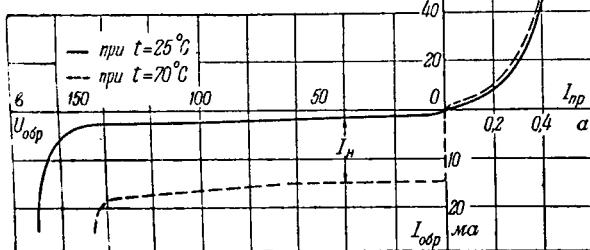
На рис. 4 приведены кривые обратной ветви теоретической и экспериментальной вольт-амперной характеристики. Как видно из рис. 3 и 4, на характеристике в обратном направлении имеются два участка: участок, на котором обратный ток незначительно изменяется с возрастанием температуры, и участок пробоя, на котором незначительное увеличение напряжения вызывает резкое увеличение обратного тока. Это резкое увеличение обратного тока с ростом напряжения может быть вызвано либо электростатическим вырыванием электронов, т. е. переходом электронов в зону проводимости благодаря туннельному эффекту (эффекту Зинера), либо ударной ионизацией электронов. Работы Б. М. Вула и Д. П. Шатова показывают¹, что в германиевом выпрямителе основную роль в этом процессе играет ударная ионизация, когда двигающиеся электроны, соударяясь с электронами решетки, увеличивают поток электронов.

Сравнивая купроксные и селеновые выпрямители с германиевым выпрямителем, следует отметить, что при одном и том же падении напряжения германиевый выпрямитель имеет плотность тока, в тысячу раз большую, чем селеновый выпрямитель. Возможность получения больших плотностей тока является характерной и цениной особенностью германиевых выпрямителей.

Однако это выдвигает ряд проблем, главным образом в отношении интенсивного отвода тепла. Поэтому мощные германиевые выпрямители выполняются преимущественно с искусственным воздушным или водяным охлаждением. Нагрев германиевого выпрямителя не должен превышать 70 ... 75° С. Температура металлического основания не должна превышать 55 ... 60° С. При окружающей температуре воздуха 35° С превышение температуры основания корпуса не должно пре-

Рис. 3. Вольт-амперная характеристика германиевого выпрямителя при различной температуре окружающей среды.

— при $t=25^{\circ}\text{C}$; --- при $t=70^{\circ}\text{C}$.



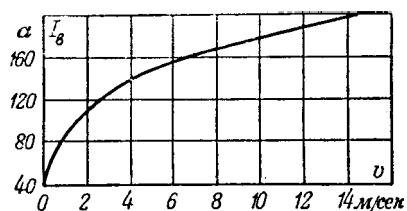


Рис. 5. Зависимость допустимой величины выпрямленного тока I_8 от скорости охлаждающего воздуха v .

вышать 20°C . Когда же температура окружающего воздуха превышает 35°C , то нагрузка должна быть значительно снижена.

Нагрузочная способность выпрямителя зависит и от скорости охлаждающей среды (воздуха, воды). На рис. 5 приведена кривая зависимости тока нагрузки от скорости охлаждающего воздуха.

В связи с малой массой выпрямительного элемента перегрузочная способность германиевого выпрямителя ограничена.

На рис. 6 приведена кривая перегрузочной способности 200-амперного выпрямителя с водяным охлаждением. Повысить перегрузочную способность выпрямителя возможно посредством преднамеренного занижения величины тока при продолжительной нагрузке. Перегрузочная способность выпрямителя с воздушным охлаждением еще меньше, чем с водяным охлаждением. Малая перегрузочная способность выпрямителей делает необходимым их защиту быстродействующими предохранителями или автоматами. При десятикратном номинальном токе время отключения не должно превышать 0,02 сек.

Рабочее обратное напряжение на элемент для промышленных силовых германиевых выпрямителей берется равным 24 в (США), 50 в (Англия, фирма «Томсон-Хаузтон»), т. е. значительно меньшим, чем для выпрямителей на малые токи, хотя отдельные экспериментальные образцы выполняются на более высокое напряжение. Это объясняется тем, что при больших сечениях германиевых элементов трудно обеспечить однородность сопротивления полупроводникового материала по сечению. Это снижает электрическую прочность элементов. Далее в силовых установках при переходных процессах возникают перенапряжения, вследствие чего обратное напряже-

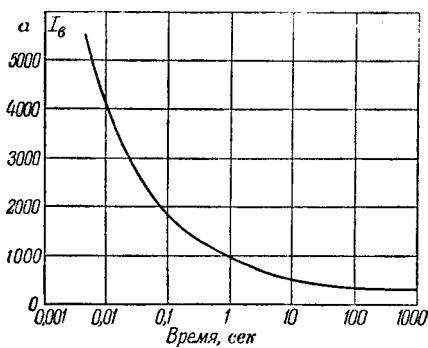


Рис. 6. Перегрузочная способность германиевого выпрямительного элемента.

ние берется значительно меньшим, чем максимальное обратное напряжение выпрямителя.

Мощные германиевые элементы обычно выполняются на токи 10, 50 а с воздушным охлаждением и на 200 а с водяным охлаждением на обратное напряжение 24 и 50 в.

Выпрямительные агрегаты на большие токи и большие напряжения выполняются путем параллельного, каскадного, последовательного соединения элементов. При последовательном соединении для равномерного деления напряжения между элементами применяются делители напряжения в виде активных сопротивлений.

Малая величина падения напряжения в германиевом выпрямителе обеспечивает высокий к. п. д. даже при очень низких напряжениях выпрямленного тока.

На рис. 7 приведены кривые к. п. д. в зависимости от напряжения на выходе для германиевого выпрямителя 1, контактного преобразователя 2, мотор-генератора 3 и ртутного выпрямителя 4.

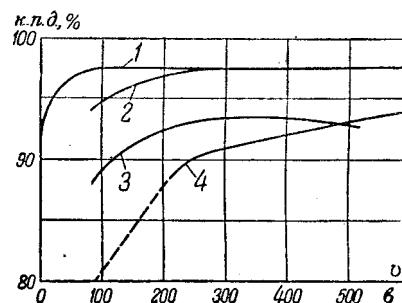


Рис. 7. Коэффициенты полезного действия преобразователей при выпрямленном токе 150 а.

Селеновый и купроксный выпрямители имеют также более низкий к. п. д., чем германиевый выпрямитель. Преимущества у германиевого выпрямителя наиболее ярко выражены при малых напряжениях до 100 в.

Возможность преобразования переменного тока в постоянный низкого напряжения при высоком к. п. д. является одним из основных преимуществ германиевых выпрямителей.

Кремниевые элементы. Получение сверхчистого монокристаллического кремния представляет более трудную задачу, чем получение сверхчистого германия. Это происходит вследствие более высокой температуры плавления кремния и его восприимчивости к загрязнению.

Кремний является одним из распространенных элементов. Монокристаллический кремний имеет серый металлический цвет и является довольно хрупким кристаллом. Удельный вес кремния равен 2,4. Температура плавления 1420°C . Удельное сопротивление абсолютно чистого кремния равно $3\,000\,\text{ом} \cdot \text{см}$.

Кремниевые выпрямители более устойчивы в отношении высоких температур и могут работать при температуре от -60°C до $+200^{\circ}\text{C}$.

Основу кремниевого выпрямительного элемента составляет пластинка монокристаллического кремния электронной проводимости толщиной по-

рядка $0,5 \dots 0,8 \text{ мм}$ и площадью, определяемой величиной тока из расчета $0,5 \dots 1,0 \text{ а на } 1 \text{ мм}^2$.

Вплавлением с одной стороны алюминия и с другой — свинца достигается создание в ней электронно-дырочного перехода, т. е. выпрямляющих свойств.

Для защиты от внешних воздействий и лучшего теплоотвода кремниевый переход монтируется в металлический корпус. Катод припаян к медному основанию. Вторым электродом служит медный гибкий провод, который выводится из верхней части корпуса через изоляционную втулку. Корпус герметически защищает кремниевый переход от воздействия влаги, которая резко ухудшает его характеристики.

Кремниевые выпрямители допускают большие обратные напряжения, чем германиевые, но имеют и большее, чем у германиевого выпрямителя, падение напряжения в прямом направлении. Эта величина у кремниевого выпрямителя примерно в 1,5—2 раза больше, чем у германиевого ($1,0 \dots 1,2 \text{ в}$ при номинальном токе).

Основные преимущества и недостатки германиевых и кремниевых выпрямителей. К преимуществам относятся:

- 1) высокий к. п. д. (97 ... 98%);
- 2) большая допустимая плотность тока;
- 3) малые габариты (при одной и той же мощности германиевые выпрямители значительно меньше селеновых);
- 4) простота эксплуатации;
- 5) устойчивая внешняя характеристика вследствие незначительного изменения падения напряжения при изменении нагрузки.

К недостаткам относятся:

- 1) ограниченная перегрузочная способность по току;
- 2) чувствительность германиевых выпрямителей к кратковременным перенапряжениям;
- 3) наличие резко выраженного температурного коэффициента сопротивления германиевых выпрямителей и в результате низкая допустимая рабочая температура;
- 4) неравномерное распределение обратного напряжения у последовательно соединенных элементов.

Тем не менее наличие целого ряда положительных качеств полупроводниковых выпрямителей определяет широкий диапазон их применения. Они получили большое развитие за границей,

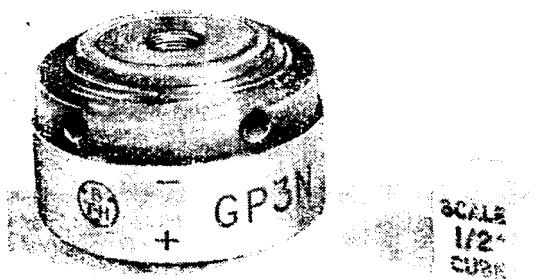


Рис. 8. Общий вид выпрямительного элемента, масштаб $1/2$ дюйма.

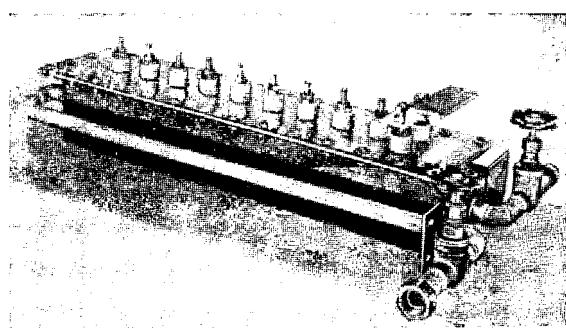


Рис. 9. Германиевые выпрямительные элементы с принудительным жидкостным охлаждением.

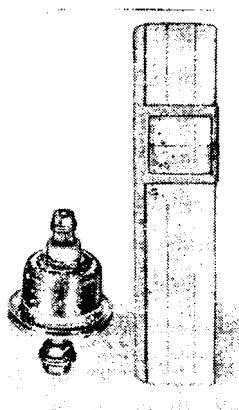


Рис. 10. Германиевый выпрямитель ВГ-10 с воздушным охлаждением.

особенно в США и Англии. Там работы по мощным германиевым выпрямителям начались примерно более чем 10 лет назад. Фирмой Томсон-Хаузтон (Англия) еще в 1951 г. был изготовлен ряд опытных типов мощных германиевых выпрямителей. Этой фирмой изготавляются германиевые выпрямительные элементы до $50 \text{ а}, 50 \text{ в}$ преимущественно с воздушным охлаждением. На рис. 8 представлен общий вид германевого выпрямительного элемента этой фирмы на $50 \text{ а}, 50 \text{ в}$. Из этих элементов там был изготовлен для железной дороги (экспериментальной электросекции) полупроводниковый германиевый выпрямитель на мощность $750 \text{ квт}, 400 \text{ в}, 1875 \text{ а}$.

В США фирмами Дженирал Электрик, Вестингауз, Белла выпускаются германиевые и кремниевые выпрямительные элементы на различные токи и напряжения с воздушным и водяным охлаждением. Германиевые выпрямительные элементы изготавливаются на $10, 50, 83 \text{ а}$ и $12, 24, 48 \text{ в}$ обратного напряжения.

На рис. 9 приведена оригинальная конструкция батареи германиевых выпрямительных элементов с общим жидкостным охлаждением.

Фирмой Дженирал Электрик изготавляются выпрямительные устройства на токи до 6000 а при малых напряжениях и оборудуются установки на десятки тысяч ампер.

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина совместно с Гидрометом при участии

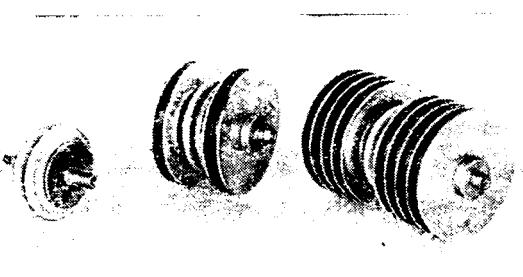


Рис. 11. Германевые выпрямители ВГ—50 с воздушным охлаждением.

ЛФТИ, ИМЭТ и ФИАНА разрабатывает германевые выпрямители (элементы) на 10 и 50 а с воздушным охлаждением (рис. 10 и 11) и на 200 а с водяным охлаждением.

Вольт-амперная характеристика ВГ-10, снятая на постоянном токе, показывает, что при обратном напряжении в 100 в обратный ток равен 1,5 ма; рабочий коэффициент выпрямления при этом равен $\frac{10 \cdot 100}{1,5} \approx 6700$. Падение напряжения

при токе 10 а равно 0,4 в. Испытание на нагрузку выпрямителя показало, что при токе 10 а, скорости воздуха 2 м/сек и радиаторе диаметром 6 см перегрев выпрямителя не превышал 20° С. При нагрузке 30 а и при скорости воздуха 5 м/сек перегрев выпрямителя равнялся 27° С.

На рис. 11 приведен общий вид германевых выпрямителей ВГ—50 а: без радиатора, с четырьмя и восемью радиаторами.

На рис. 12 представлен образец германевого выпрямителя ВЭИ на 200 а с водяным охлаждением. На основе этого выпрямителя создается устройство на 1500 а, 100 в.

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина в содружестве с другими институтами и заводом «Электровыпрямитель» ведет работы над рядом новых конструкций и над повышенной электрической прочностью при усовершенствованной технологии производства.

Схемы соединения выпрямителей и способы регулирования напряжения. При больших мощностях наиболее простой является трехфазная мостовая схема. При выпрямлении по этой схеме пульсации выпрямленного тока и напряжения не превышают при нагрузке 6%; частота пульсаций равна шестикратной величине частоты напряжения сети.

Преимуществом этой схемы является также то, что в обмотках трансформатора протекает только переменный ток без постоянной составляющей и расчетная мощность трансформатора меньше, чем при других схемах.

При мостовой схеме количество последовательно соединенных вентиляй кратно двум. Последнее несколько ограничивает выбор количества последовательно соединенных элементов. Поэтому для выпрямителей на большой ток и низкие напряжения, например для гальванопластики, находит применение также схема «звезда — две обратных звезды с уравнительной катушкой».

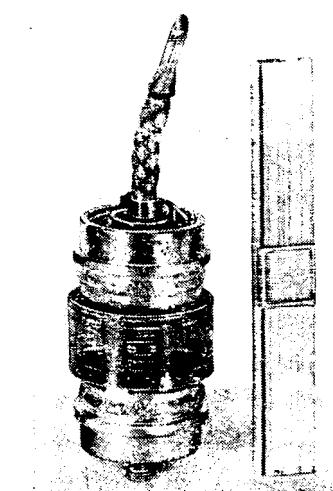


Рис. 12. Германевый выпрямитель ВЭИ на 200 а с водяным охлаждением.

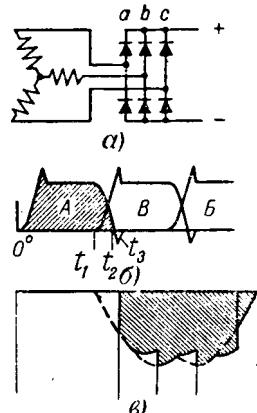


Рис. 13. Выпрямители с электронно-дырочным переходом в мостовой схеме соединения.

а — схема соединения; б — кривые тока на зажимах одного вентиля.

В сети переменного тока, от которой питается мощный выпрямитель, наводятся высшие гармоники, которые могут создать помехи в линиях телефонной связи. Гармоники более низкой частоты (пятую и седьмую) возможно погасить, применяя два трехфазных моста, у которых фазы сдвинуты на 30 электрических градусов. При таком включении создаются условия выпрямления, как и по 12-фазной схеме. Сдвиг фаз на 30° получается при соединении одной вторичной обмотки трансформатора в звезду, а другой — в треугольник.

Для очень больших устройств можно получить выпрямление по 24-, 36- и 48-фазной схеме, применяя большое количество мостов, сдвинутых по фазе один по отношению к другому.

В мостовой трехфазной схеме при коммутации тока с одного вентиля на другой вследствие влияния индуктивности обмоток трансформатора ток у заканчивающего работу вентиля *a* (рис. 13) не может мгновенно упасть до нуля, точно так же у вентиля *b*, поступающего в работу, не может мгновенно возрасти с нуля до полного своего значения. В результате этого некоторое время работают два вентиля, т. е. наблюдается явление перекрытия анодных токов.

Время, которое требуется для уменьшения тока в вентиле *a* до нуля и до возрастания до номинального значения в вентиле *b*, называется временем перекрытия, а угол, измеряющий это время, носит название угла перекрытия. На рис. 13 отрезок $t_1 - t_2$ представляет время перекрытия.

У германевых силовых выпрямителей наблюдаются явления накопления дырок. В результате накопления дырок ток в точке t_2 после достижения нулевого значения изменяет свое направление на обратное и протекает в этом направлении некоторое время, а затем резко снижается до нуля в точке t_3 .

В вентиле *b*, в котором ток нарастает, имеет место противоположный пик тока. Эти пики тока наблюдаются во всех вентилях.

При быстром уменьшении тока (при рекомбинации дырок) в цепи выпрямителей наводятся пики перенапряжения.

В трехфазной мостовой схеме эти пики перенапряжения получаются в каждую шестую долю периода на кривой обратного напряжения вентиля.

Эти перенапряжения, хотя и очень кратковременны, могут привести к пробою выпрямителя, даже если они не превосходят по своей величине амплитудного значения обратного напряжения. Они более опасны в отношении пробоя, потому что эти перенапряжения действуют сразу после прохождения прямого тока. Величины этих перенапряжений могут быть значительно уменьшены посредством включения конденсаторов параллельно зажимам источника переменного тока.

В настоящее время полупроводниковые выпрямители не имеют устройств для регулирования напряжения, аналогичных управляющим сеткам в ртутных выпрямителях. Однако напряжение выпрямленного тока может регулироваться путем изменения переменного напряжения, подводимого к выпрямителю. Изменение переменного напряжения можно осуществить тремя способами.

Первый способ — ступенчатый — при помощи переключения выводов трансформатора при холостом ходе или под нагрузкой.

Второй способ — плавный — посредством включения потенциал-регулятора в первичной или вторичной стороне трансформатора.

Третий способ — автоматический — посредством включения в первичную или вторичную цепь трансформатора дросселей насыщения. При этом способе понижается коэффициент мощности установки, особенно при снижении напряжения постоянного тока. Поэтому, когда требуется широкий диапазон регулирования, следует сочетать применение дросселей насыщения с переключением выводов трансформатора.

Хотя эти способы не так просты и удобны, как сеточное управление у ртутных выпрямителей, но все же они дают возможность регулировать напряжения.

Можно надеяться, что в дальнейшем будет разработан управляемый полупроводниковый выпрямитель с вполне эффективной и простой схемой регулирования напряжения. Работы в этом направлении ведутся.

Оптимальное напряжение выпрямителей и области их применения. Германиевая выпрямительная установка собирается из определенного количества параллельно и последовательно соединенных элементов и поэтому ее стоимость на 1 квт остается постоянной.

При последовательном соединении элементов падение напряжения растет. Для больших напряжений при большом числе последовательно соединенных элементов падение напряжения в германиевом выпрямителе может быть равно или даже больше, чем у ртутного выпрямителя. Стоимость ртутного выпрямителя и его потери в известных пределах (до 800 в) не зависят от напряжения. Поэтому с увеличением напряжения цена на киловатт мощности установки с ртутными выпрямителями резко падает. Также с увеличением напряжения растет к. п. д. ртутного выпрямителя. Управляемые ртутные выпрямители позволяют плавно регулировать напряжение и преобразовать как переменный ток в постоянный, так и постоянный в переменный (инвертирование). Поэтому ртутный выпрямитель, по-видимому, в определенных областях остается незаменимым преобразователем. Для установок низкого напряжения германиевые выпрямители имеют явные преимущества. Поэтому существует некоторое предельное значение напряжения постоянного тока, ниже которого германиевый выпрямитель дешевле и имеет меньшее падение напряжения и более высокий к. п. д. и выше которого он не имеет преимуществ по сравнению с ртутными выпрямителями.

В настоящее время можно считать, что это предельное напряжение примерно равно 100 в. Эта величина может расти и зависит от прогресса в области полупроводниковых выпрямителей.

Наиболее целесообразными областями применения полупроводниковых выпрямителей являются: питание электролиза и гальванопластики в химической промышленности, цветной и черной металлургии; возбуждение синхронных генераторов и двигателей гидро- и турбогенераторов; агрегаты для зарядки аккумуляторов; установки небольшой мощности для целей автоматизации электропривода и др.; выпрямительные установки для промышленного транспорта.

Применение полупроводниковых выпрямителей для зарядных устройств шахтных электровозов, промышленных электровозов переменно-постоянного тока, сварочных агрегатов может дать большой технико-экономический эффект. Полупроводниковые выпрямители найдут также применение для питания установок электропривода, установок связи.

Применение германиевых и кремниевых выпрямителей в схемах автоматики и в счетно-решающих устройствах уже в настоящее время дает возможность наиболее просто решать вопросы комплексной автоматизации.

[28. 12. 1956]



Переходные процессы при коротких замыканиях в линиях большой протяженности

Кандидат техн. наук, доц. Р. И. КАРАЕВ

Московский энергетический институт им. Молотова

При коротких замыканиях в линиях большой протяженности возникают волновые процессы, которые не могут быть получены в схемах, составленных из сосредоточенных элементов. В настоящее время по рассматриваемому вопросу опубликовано ряд работ [Л. 1 и 2]. Однако эти работы дают только методы решения задачи. Само же решение должно быть выполнено численным путем, что иногда приводит к громоздким вычислениям, когда они выполняются при помощи комплексных чисел.

Подробно разработанный в курсах математической физики классический метод ортогональных функций (задача Штурма — Лиувилля) [Л. 3] не получил применения при решении рассматриваемого вопроса. Дело в том, что задача Штурма — Лиувилля предполагает самосопряженные краевые условия на концах системы с распределенными параметрами (холостой ход или короткое замыкание, либо условия, которые не зависят от времени). Этому не удовлетворяют схемы линий, особенно компенсированных, для которых ортогональность функций в том узком смысле, как это формулируется в задаче Штурма — Лиувилля, не имеет места. Однако если учесть всю систему в целом, то в обобщенном смысле ортогональность функций для схемы без потерь все же будет иметь место. В настоящей статье излагается метод, базирующийся на этом положении и позволяющий для каждой конкретной схемы получить решение в общем виде. Такое решение, помимо простоты вычислений при расчетах, позволяет анализировать влияние параметров схемы на происходящие в ней процессы. Структура получаемого решения связана с «нормальными координатами» («собственными колебаниями») системы, что дает некоторые преимущества, когда расчеты предназначены для изучения условий работы релейной защиты.

Настоящий метод предполагает вычисление только аварийной составляющей тока короткого замыкания, так как предшествующий режим нормальной нагрузки может быть найден просто. Переходный процесс в трехфазной схеме рассматривается при помощи системы α^0 . В рассматриваемых условиях эта система имеет преимущество перед методом симметричных составляющих [Л. 2 и 5]. Таким образом, задача сводится к выводу формул включения синусоидальной э. д. с. при нулевых начальных условиях на однофазные схемы различных составляющих, соединенных в соответствии с рассматриваемым видом симметричного или несимметричного повреждения.

Отметим, что в данном случае рассматривается линейная схема, так как напряжения в отдельных частях системы, имеющей хотя бы частично заземленные нулевые точки, при коротком замыкании, как правило, не повышаются. В связи с этим трансформаторы и дроссели, имеющие стальные сердечники, продолжают работать в пределах ли-

нейной части характеристики. Это значительно упрощает задачу.

Нас интересуют токи и напряжения в схеме лишь в первые 3 ... 5 периодов частоты 50 Гц, так как за это время волновые процессы в линиях практически затухают. В этот интервал укладывается время срабатывания основной защиты линий большой протяженности. В эти первые 3 ... 5 периодов у турбогенераторов и у машин с успокоительными обмотками, которые обычно имеют мощные гидрогенераторы, сопротивления обратной последовательности отличаются от сопротивлений прямой последовательности не более чем на 20 ... 25% [Л. 4]. Поскольку при большой протяженности линии реактанцы генераторов имеют лишь второстепенное значение, практически нет необходимости учитывать эту разницу, так как она не приводит к заметному снижению точности расчетов.

Покажем применение предлагаемого метода на примере расчета однофазного короткого замыкания на конце некомпенсированной длинной линии с двусторонним питанием (рис. 1).



Рис. 1.

Для этого случая на рис. 2 представлена расчетная схема замещения, причем верхняя ее часть соответствует α -составляющей, а нижняя — нулевой составляющей, в которой все сопротивления уменьшены в 2 раза [Л. 2]. Вначале рассмотрим расчет схемы, составленной только из реактивных элементов, а в дальнейшем будет показан и способ учета активных сопротивлений.

Исходя из электромеханических аналогий [Л. 6], в качестве расчетной величины выбираем заряд $Q(x, t)$, который к моменту времени t прошел через рассматриваемое сечение провода линии с координатой x .

Эта величина подчиняется волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial t^2} = \frac{1}{L_s C_s} \frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial x^2}$$

и связана с напряжением и током в том же сечении линии соотношениями:

$$u(x, t) = -\frac{1}{C_s} \frac{\partial Q(x, t)}{\partial x}; \quad (1)$$

$$i(x, t) = \frac{\partial Q(x, t)}{\partial t}, \quad (2)$$

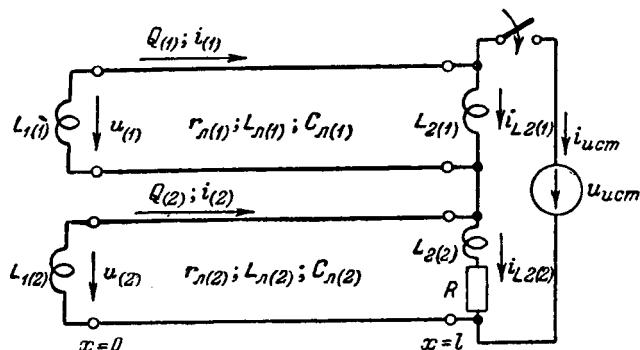


Рис. 2.

Разделяя переменные, решение ищем в виде¹:

$$Q_{cb(m)} = \sum_{k=1}^{\infty} p_{kcb} \left[A_{k(m)} \sin \frac{\omega_k}{v_{(m)}} x + B_{k(m)} \cos \frac{\omega_k}{v_{(m)}} x \right] + p_{0cb} X_{0(m)}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} p_{kcb} &= n_k \sin \omega_k t + m_k \cos \omega_k t; \\ p_{0cb} &= n_0 t + m_0; \end{aligned}$$

ω_k — частоты собственных колебаний системы;
 $v_{(m)}$ — скорости распространения электромагнитных волн.

Краевые условия для схемы, изображенной на рис. 2, следующие (величины, соответствующие корню $k=0$, будут рассмотрены ниже):

$$\left| \frac{1}{C_{cb(m)}} \frac{\partial Q_{cb(m)}}{\partial x} \right|_{x=0} = L_{1(m)} \left. \frac{\partial^2 Q_{cb(m)}}{\partial t^2} \right|_{x=0}; \quad (4)$$

$$\left| \frac{1}{C_{cb(1)}} \frac{\partial Q_{cb(1)}}{\partial x} \right|_{x=l} = - \left. \frac{1}{C_{cb(2)}} \frac{\partial Q_{cb(2)}}{\partial x} \right|_{x=l}; \quad (5)$$

$$\begin{aligned} &\left| \frac{1}{C_{cb(1)} L_{2(1)}} \frac{\partial Q_{cb(1)}}{\partial x} + \frac{\partial^2 Q_{cb(1)}}{\partial t^2} \right|_{x=l} = \\ &= \left. \frac{1}{C_{cb(2)} L_{2(2)}} \frac{\partial Q_{cb(2)}}{\partial x} + \frac{\partial^2 Q_{cb(2)}}{\partial t^2} \right|_{x=l}. \quad (6) \end{aligned}$$

Применяя условия (4) и учитывая, что $p''_{kcb} = -\omega_k^2 p_{kcb}$, получим:

$$B_{k(m)} = -A_{k(m)} \frac{Z_{cb(m)}}{\omega_k L_{1(m)}} = -A_{k(m)} \operatorname{ctg} \theta_{1k(m)}, \quad (7)$$

где

$$\theta_{1k(m)} = \operatorname{arctg} \frac{\omega_k L_{1(m)}}{Z_{cb(m)}};$$

$Z_{cb(m)}$ — волновое сопротивление линии.

¹ Ниже индексом (1) обозначаются величины, относящиеся к схеме α -составляющей, индексом (2) — к схеме нулевой составляющей и индексом (m) — величины, в равной мере относящиеся к схемам обеих составляющих. Индексом k обозначаются величины, относящиеся к k -тым корням характеристического уравнения.

Подставляя $B_{k(m)}$ в уравнение (3), найдем, что

$$Q_{cb(m)} = - \sum_{k=1}^{\infty} p_{kcb} \frac{A_{k(m)} \cos \left(\frac{\omega_k}{v_{(m)}} x + \theta_{1k(m)} \right)}{\sin \theta_{1k(m)}} + p_{0cb} X_{0(m)}.$$

Краевое условие (5) приводит к соотношению

$$\begin{aligned} A_{k(2)} Z_{c(2)} \frac{\sin (\omega_k \tau_{(2)} + \theta_{1k(2)})}{\sin \theta_{1k(2)}} &= \\ = -A_{k(1)} Z_{c(1)} \frac{\sin (\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)})}{\sin \theta_{1k(1)}}, \end{aligned}$$

а условие (6) дает возможность получить характеристическое уравнение

$$\begin{aligned} \frac{\omega_k}{Z_{c(1)}} \left[\operatorname{ctg} (\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)}) + \frac{Z_{c(1)}}{\omega_k L_{2(1)}} \right] + \\ + \frac{\omega_k}{Z_{c(2)}} \left[\operatorname{ctg} (\omega_k \tau_{(2)} + \theta_{1k(2)}) + \frac{Z_{c(2)}}{\omega_k L_{2(2)}} \right] = 0, \quad (8) \end{aligned}$$

корни которого соответствуют частотам собственных колебаний системы. Решение уравнения (8) осуществляется итерационным методом и здесь не приводится.

Переходя от свободных слагаемых к действительным значениям величин, запишем их в следующем виде:

$$Q_{(1)} = \sum_{k=1}^{\infty} q_k \frac{\cos \left(\frac{\omega_k}{v_{(1)}} x + \theta_{1k(1)} \right)}{Z_{c(1)} \sin (\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)})} + p_0 X_{0(1)}; \quad (9)$$

$$Q_{(2)} = - \sum_{k=1}^{\infty} q_k \frac{\cos \left(\frac{\omega_k}{v_{(2)}} x + \theta_{1k(2)} \right)}{Z_{c(2)} \sin (\omega_k \tau_{(2)} + \theta_{1k(2)})} + p_0 X_{0(2)}, \quad (10)$$

где

$$q_k = -p_k A_{k(1)} Z_{c(1)} \frac{\sin (\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)})}{\sin \theta_{1k(1)}}.$$

Обобщенную координату q_k ($k \geq 1$) определим при помощи уравнения Лагранжа [Л. 7]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial q'_k} \right) + \frac{\partial V}{\partial q_k} + \frac{\partial F}{\partial q_k} = f_k, \quad (11)$$

где T — энергия магнитного поля (кинетическая энергия) рассматриваемой системы в целом (рис. 2);

V — энергия электрического поля (потенциальная энергия);

F — функция рассеяния электромагнитной энергии (в рассматриваемой системе без потерь $F=0$);

f_k — обобщенная сила.

Основываясь на известной теореме алгебры, в силу которой две однородные квадратичные функции могут быть приведены при помощи линейных преобразований к сумме квадратов, потенциальную и кинетическую энергию V и T

в системе без потерь обычно преобразуют так, чтобы они не имели попарных произведений координат (или соответственно скоростей), а содержали бы лишь квадраты этих величин [Л. 8, стр. 201].

Можно доказать, что в схемах длинных линий без потерь указанное выше линейное преобразование выражений энергии электрического и магнитных полей V и T не требуется, если эти энергии подсчитаны во всей системе в целом, т. е. эти выражения не будут содержать попарных произведений функций (координат q_k и скоростей q'_k). Это и есть свойство ортогональности функций в обобщенном смысле с учетом нагрузок, которое распространяется также и на постоянную составляющую тока (соответствующую $k=0$).

При подсчете гармоник нет необходимости в вычислении обоих видов энергии, так как в системе без потерь энергия электрического поля V может быть получена путем умножения соответствующих членов выражения энергии магнитного поля T на ω_k^2 [Л. 8, стр. 205].

В рассматриваемой схеме (рис. 2) проще вычислить энергию электрического поля, которая для линии равна:

$$V_{\alpha(m)} = \int_0^l \frac{C_{\alpha(m)} u_{(m)}^2}{2} dx = \\ = \frac{1}{2C_{\alpha(m)}} \int_0^l \left(\frac{\partial Q_{(m)}}{\partial x} \right)^2 dx = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} q_k^2 \omega_k^2 a_{k(m)},$$

где

$$a_{k(m)} = \frac{\partial V_{\alpha(m)}}{\partial q_k} \frac{1}{\omega_k^2 q_k} = \\ = \frac{2\omega_k \tau_{(m)} - \sin 2(\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)}) + \sin 2\theta_{1k(m)}}{4\omega_k Z_c(m) \sin^2(\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)})}.$$

Суммируя энергию обеих составляющих, найдем энергию электрического поля системы в целом:

$$V = V_{\alpha(1)} + V_{\alpha(2)} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} q_k^2 \omega_k^2 a_k,$$

где

$$a_k = a_{k(1)} + a_{k(2)}.$$

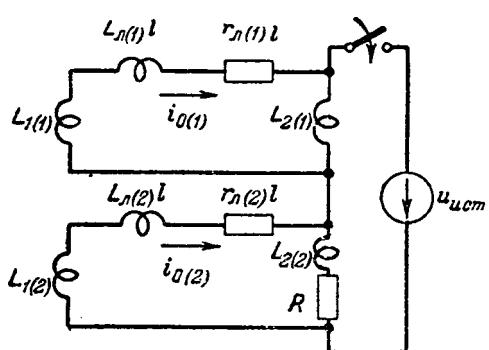


Рис. 3.

Если бы рассматриваемая линия имела емкостную компенсацию (рис. 4), то в это уравнение было бы необходимо ввести энергию электрического поля этих емкостей.

Подставляя V и T в уравнение (11), получим:

$$a_k (q''_k + \omega_k^2 q_k) = f_k. \quad (12)$$

Для того чтобы найти обобщенную силу f_k , надо определить работу, которую совершил источник энергии при изменении координаты q_k на величину Δq_k :

$$f_k = \frac{u_{usm} \Delta Q_k}{\Delta q_k},$$

где $u_{usm} = U_{max} \sin(\omega t + \psi)$ — величина включаемой э. д. с.

Учитывая, что $\int q_k dt = -\frac{q'_k}{\omega_k^2}$, получим:

$$i_{L2k(1)} = \frac{1}{L_{2(1)}} \int u_{k(1)} dt \Big|_{x=l} = \\ = -\frac{1}{C_a(1) L_{2(1)}} \int \frac{\partial Q_{k(1)}}{\partial x} dt \Big|_{x=l} = -\frac{q'_k}{\omega_k L_{2(1)}}. \quad (13)$$

Заряд, который пройдет через источник, найдем, используя уравнения (9) и (13):

$$\Delta Q_k = \frac{\Delta q_k}{Z_c(1)} \left[\operatorname{ctg}(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)}) + \frac{Z_c(1)}{\omega_k L_{2(1)}} \right].$$

И, наконец, запишем выражение для обобщенной силы:

$$f_k = \left[\operatorname{ctg}(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)}) + \frac{Z_c(1)}{\omega_k L_{2(1)}} \right] \times \\ \times \frac{U_{max}}{Z_c(1)} \sin(\omega t + \psi).$$

Интеграл уравнения (12) равен [Л. 9, формула (5-96)]:

$$q_k = \frac{U_{max} \left[\operatorname{ctg}(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)}) + \frac{Z_c(1)}{\omega_k L_{2(1)}} \right]}{Z_c(1) (\omega_k^2 - \omega^2) a_k} \times \\ \times \left[\sin(\omega t + \psi) - \sin \psi \cos \omega_k t - \frac{\omega}{\omega_k} \cos \psi \sin \omega_k t \right]. \quad (14)$$

Подставляя это значение в равенства (9) и (10) и далее в уравнения (1) и (2), можно получить формулы для токов и напряжений, соответствующие корням характеристического уравнения (8) при $k \geq 1$.

Корню $k=0$ в схеме без потерь соответствуют постоянная составляющая в составе свободного тока и потенциальная энергия, равная нулю. К этому же приводит и изображенная на рис. 3 схема с разомкнутыми емкостями.

Для этого случая уравнение Лагранжа (в схеме с потерями) записывается в следующем виде:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial q'_0} \right) + \frac{\partial F}{\partial q'_0} = f_0. \quad (15)$$

Исходя из слагаемых токов в линии, соответствующих корню $k=0$:

$$i_{0(m)} = p'_0 X_{0(m)},$$

подсчитаем соответствующую слагаемую тока в источнике энергии:

$$i_{ucm0} = p'_0 X_{0(m)} \frac{L_{1(m)} + L_{A(m)} l + L_{2(m)}}{L_{2(m)}}.$$

Учитывая, что эта величина в равной мере относится как к схеме α -составляющей, так и к схеме нулевой составляющей, считаем обобщенной координатой величину

$$q_0 = p'_0 X_0 \frac{L_{1(m)} L_{A(m)} l + L_{2(m)}}{L_{2(m)}}.$$

При этом обобщенная сила оказывается равной:

$$f_0 = u_{ucm} = U_{maxc} \sin(\omega t + \psi).$$

Слагаемая энергии магнитного поля, соответствующая корню $k=0$, будет:

$$T_0 = \frac{a_0}{2} (q'_0)^2,$$

где $a_0 = L_{0(1)} + L_{0(2)}$ и

$$L_{0(m)} = \frac{(L_{1(m)} + L_{A(m)} l) L_{2(m)}}{L_{1(m)} + L_{A(m)} l + L_{2(m)}}.$$

Интеграл уравнения (15) для схемы без потерь ($F=0$) равен:

$$q'_0 = \frac{U_{maxc} [\cos \psi - \cos(\omega t + \psi)]}{\omega a_0}. \quad (16)$$

Перейдем к рассмотрению схемы с потерями.

где

$$b_{k(m)} = \frac{r_{Ak(m)}}{L_{A(m)}} \frac{2\omega_k \tau_{(m)} + \sin 2(\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)}) - \sin 2\theta_{1k(m)}}{4\omega_k Z_{c(m)} \sin^2(\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)})} \quad (k \geq 1);$$

$$b_{kn(m)} = \frac{r_{Ak(m)}}{L_{A(m)}} \frac{\frac{1}{\omega_k + \omega_n} \{ \sin [(\omega_k + \omega_n) \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)} + \theta_{1n(m)}] - \sin (\theta_{1k(m)} + \theta_{1n(m)}) \}}{4Z_{c(m)} \sin (\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)}) \sin (\omega_n \tau_{(m)} + \theta_{1n(m)})} + \frac{\frac{1}{\omega_k - \omega_n} \{ \sin [(\omega_k - \omega_n) \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)} - \theta_{1n(m)}] - \sin (\theta_{1k(m)} - \theta_{1n(m)}) \}}{4Z_{c(m)} \sin (\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)}) \sin (\omega_n \tau_{(m)} + \theta_{1n(m)})} \quad (k \geq 1);$$

$$b_{0(m)} = \frac{r_{A0(m)} l L_{2(m)}^2}{(L_{1(m)} + L_{A(m)} l + L_{2(m)})^2} \quad (k=0);$$

$$b_{0n(m)} = \pm \frac{r_{A0n(m)}}{L_{A(m)}} \frac{[\sin (\omega_n \tau_{(m)} + \theta_{1n(m)}) - \sin \theta_{1n(m)}] L_{2(m)} *}{2\omega_n \sin (\omega_n \tau_{(m)} + \theta_{1n(m)}) (L_{1(m)} + L_{A(m)} l + L_{2(m)})} \quad (k=0).$$

В расчетные схемы однофазного и двухфазного короткого замыкания на землю входит активное сопротивление

$$r_{Ak(2)} = \frac{r_{zk} + r_{np}}{2},$$

где $r_{zk} = 1,5 \pi \cdot 10^{-4} \omega_k \text{ ом/км}$ [Л. 10] — активное сопротивление земли на единицу длины линии (зависит от частоты);

r_{np} — сопротивление проводов на единицу длины линии.

Индуктивность линии, входящая в схему нулевой составляющей, мало зависит от частоты тока; в дальнейшем эта зависимость учитываться не будет.

В отличие от функций T и V попарные производные в составе функции рассеяния F сохраняются и имеют некоторое влияние на результаты расчета. Предполагая, что токораспределение в основном определяется реактивными элементами, подсчитаем функцию рассеяния $F_{A(m)}$ для линии:

$$\begin{aligned} F_{A(m)} &= \int_0^l \frac{r_{A(m)}}{2} \left(\frac{\partial Q_{(m)}}{\partial t} \right)^2 dx = \\ &= \int_0^l \frac{r_{A(m)}}{2} \left[\sum_{k=1}^{\infty} (\pm q'_k) \frac{\cos \left(\frac{\omega_k}{v_{(m)}} x + \theta_{1k(m)} \right)}{Z_{c(m)} \sin (\omega_k \tau_{(m)} + \theta_{1k(m)})} + \right. \\ &\quad \left. + q'_0 \frac{L_{2(m)}}{L_{1(m)} + L_{A(m)} l + L_{2(m)}} \right]^2 dx = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{b_{k(m)}}{2} (q'_k)^2 + \sum_{n=0}^{\infty} b_{kn(m)} q'_k q'_n \right], \end{aligned}$$

* В этой формуле знак плюс соответствует первому знаку минус — второму.

Величина $r_{kn(m)}$, входящая в состав коэффициента рассеяния $b_{kn(m)}$, вычисляется по формуле

$$r_{kn(m)} = \frac{(r_{ak(m)} + r_{an(m)})}{2}.$$

Ток, проходящий через сопротивление R (рис. 2), равен:

$$\begin{aligned} i_{(R)} &= -\frac{1}{C_{a(2)}L_{2(2)}} \int \frac{\partial Q_{(2)}}{\partial x} dt \Big|_{x=t} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{q'_k}{\omega_k L_{2(2)}} - \frac{q'_0 L_{0(2)}}{L_{2(2)}}. \end{aligned}$$

Функция рассеяния для сопротивления R равна:

$$F_{(R)} = \frac{R i_{(R)}^2}{2} = \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{b_{k(R)}}{2} (q'_k)^2 + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\infty} b_{kn(R)} q'_k q'_n \right],$$

где

$$b_{k(R)} = \frac{R}{\omega_k^2 L_{2(2)}^2}; \quad b_{kn(R)} = \frac{R}{2\omega_k \omega_n L_{2(2)}^2};$$

$$b_{0(R)} = \frac{RL_{0(2)}^2}{L_{2(2)}^2}; \quad b_{0n(R)} = \frac{-RL_{0(2)}}{2\omega_n L_{2(2)}^2}.$$

Коэффициент рассеяния b_k для схемы в целом будет следующий:

$$b_k = b_{k(1)} + b_{k(2)} + b_{k(R)}.$$

Коэффициенты рассеяния b_{kn} , b_0 и b_{0n} вычисляются аналогично суммированием отдельных их составляющих. Для определения обобщенных координат подставим функции V , T и F в уравнение (11) и получим систему $k+1$ дифференциальных уравнений:

$$a_k q''_k + \omega_k^2 a_k q_k + b_k q'_k + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\infty} b_{kn} q'_n = f_k \quad (k \geq 0). \quad (17)$$

Применяя метод последовательных приближений [Л. 11], вначале исключим из левой части уравнений (17) слагаемое $\sum b_{kn} q'_n$, которое мало по сравнению с остальными членами уравнения. При этом система уравнений (17) распадается на независимые уравнения

$$a_k q''_{kl} + \omega_k^2 a_k q_{kl} + b_k q'_{kl} = f_k, \quad (18)$$

интегралы которых равны [Л. 9, формула (5-94)]:

$$\begin{aligned} q_{kl} &= q_{k \max} \left\{ -\cos(\omega t + \psi - \varphi_k) + \right. \\ &\quad + e^{-\delta_k t} \left[\frac{\delta_k}{\omega_{kr}} \cos(\psi - \varphi_k) \sin \omega_{kr} t - \right. \\ &\quad - \frac{\omega}{\omega_{kr}} \sin(\psi - \varphi_k) \sin \omega_{kr} t + \\ &\quad \left. \left. + \cos(\psi - \varphi_k) \cos \omega_{kr} t \right] \right\}, \quad (19) \end{aligned}$$

где

$$q_{k \max} = \frac{U_{\max} \sin \varphi_k \left[\operatorname{ctg}(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)}) + \frac{Z_{c(1)}}{\omega_k L_{2(1)}} \right]}{Z_{c(1)} (\omega^2 - \omega_k^2) a_k} \quad (k \geq 1);$$

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{\omega^2 - \omega_k^2}{2\delta_k \omega}; \quad \delta_k = \frac{b_k}{2a_k}, \quad \omega_{kr} = \sqrt{\omega_k^2 - \delta_k^2}.$$

Определим далее производную q'_{kl} :

$$\begin{aligned} q'_{kl} &= q_{k \max} \omega \left\{ \sin(\omega t + \psi - \varphi_k) - \right. \\ &\quad - e^{-\delta_k t} \left[\sin(\psi - \varphi_k) \cos \omega_{kr} t + \right. \\ &\quad + \frac{\omega_{kr}}{\omega} \cos(\psi - \varphi_k) \sin \omega_{kr} t - \\ &\quad \left. \left. - \frac{\delta_k}{\omega_{kr}} \sin(\psi - \varphi_k) \sin \omega_{kr} t \right] \right\} \quad (k \geq 1). \quad (20) \end{aligned}$$

При $k=0$ имеем:

$$\begin{aligned} q'_{0l} &= q_{0 \max} \omega [\sin(\omega t + \psi - \varphi_0) - \\ &\quad - e^{-\delta_0 t} \sin(\psi - \varphi_0)], \quad (21) \end{aligned}$$

где

$$q_{0 \max} = \frac{U_{\max} \sin \varphi_0}{a_0 \omega^2};$$

$$\delta_0 = \frac{b_0}{a_0}; \quad \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{\omega}{\delta_0}.$$

Для того чтобы найти второе приближение (поправку) q_{klII} , необходимо в главные члены уравнений (17) подставить $q_k = q_{kl} + q_{klII}$, а в слагаемое $\sum b_{kn} q'_n$ — лишь первое приближение $q_n = q_{nl}$. Подставляя эти значения и вычитая уравнение (18), получаем:

$$a_k (q''_{klII} + \omega_k^2 q_{klII}) + b_k q'_{klII} = - \sum_{n=0}^{\infty} b_{kn} q'_{nl} \quad (k \geq 0).$$

Применяя формулу Дюамеля [Л. 9, формула (5-116)], найдем второе приближение:

$$\begin{aligned} q_{klII} &= \int_0^t \frac{e^{-\delta_k(t-\lambda)} \sin \omega_{kr}(t-\lambda)}{a_k \omega_{kr}} \times \\ &\quad \times \left[- \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\infty} b_{kn} q'_{nl}(\lambda) \right] d\lambda. \end{aligned}$$

Значение q'_{nl} может быть получено из уравнений (20) и (21) при замене индекса k индексом n .

Так как q_{klII} есть только уточнение первого приближения q_{klI} , то в дальнейших вычислениях учитываем, что $\delta_k \ll \omega_k$. Тогда получим:

$$q_{kII} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{b_{kn} q_n \max \omega}{a_k \omega_{kr}} \left[\frac{-\omega_{kr} \sin(\omega t + \psi - \varphi_n) + \omega e^{-\delta k t} \sin(\omega_{kr} t + \psi - \varphi_n)}{\omega_{kr}^2 - \omega^2} + \right. \\ \left. + \frac{\omega_{kr} \sin(\psi - \varphi_n) (e^{-\delta n t} \cos \omega_{nr} t - e^{-\delta k t} \cos \omega_{kr} t) + \frac{\omega_n}{\omega} \cos(\psi - \varphi_n) (\omega_{kr} e^{-\delta n t} \sin \omega_{nr} t - \omega_{nr} e^{-\delta k t} \sin \omega_{kr} t)}{\omega_{kr}^2 - \omega_{nr}^2} \right] (k \geq 0); \quad (22)$$

$$q'_{kII} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{b_{kn} q_n \max \omega}{a_k} \left\{ \frac{\omega^2}{\omega_{kr}^2 - \omega^2} [-\cos(\omega t + \psi - \varphi_n) + e^{-\delta n t} \cos(\omega_{kr} t + \psi - \varphi_n)] - \right. \\ \left. - \frac{\omega \sin(\psi - \varphi_n) (\omega_{nr} e^{-\delta n t} \sin \omega_{nr} t - \omega_{kr} e^{-\delta k t} \sin \omega_{kr} t) - \omega_{nr}^2 \cos(\psi - \varphi_n) (e^{-\delta n t} \cos \omega_{nr} t - e^{-\delta k t} \cos \omega_{kr} t)}{\omega_{kr}^2 - \omega_{nr}^2} \right\} (k \geq 0). \quad (23)$$

Первое приближение q_{kI} дает почти реактивные значения токов. Второе приближение (поправка) q_{kII} отличается по фазе от первого на $\frac{\pi}{2}$ и уточняет активные составляющие токов. Всегда можно ограничиваться этим приближением, а при практических расчетах в большинстве случаев необходимая точность достигается уже первым приближением и поэтому формулы (22) и (23) могут быть использованы лишь для контроля погрешности.

Влияние активных сопротивлений на токораспределение в схеме больше всего сказывается при определении слагаемых, соответствующих корню $k=0$. Поэтому в сложных разветвленных схемах с разомкнутыми емкостями при наличии больших активных сопротивлений нулевые слагаемые токов и напряжений во избежание погрешностей рекомендуется вычислять путем непосредственного расчета этих схем без применения уравнения Лагранжа (15).

Используя найденные значения обобщенных координат и их производных, а также равенства (9) и (10), найдем искомые токи и напряжения:

$$i_{(1)} = \sum_{k=1}^{\infty} q'_k \frac{\cos\left(\frac{\omega_k}{v_{(1)}} x + \theta_{1k(1)}\right)}{Z_{c(1)} \sin(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)})} + \\ + \frac{q'_0 L_{2(1)}}{L_{1(1)} + L_{\alpha(1)} l + L_{2(1)}}; \quad (24)$$

$$u_{(1)} = \sum_{k=1}^{\infty} q_k \frac{\omega_k \sin\left(\frac{\omega_k}{v_{(1)}} x + \theta_{1k(1)}\right)}{\sin(\omega_k \tau_{(1)} + \theta_{1k(1)})} - \\ - \frac{q''_0 L_{2(1)} (L_{1(1)} + L_{\alpha(1)} x) + q'_0 L_{2(1)} r_{\alpha(1)} x}{L_{1(1)} + L_{\alpha(1)} l + L_{2(1)}}. \quad (25)$$

Величины $i_{(2)}$ и $u_{(2)}$ пишутся аналогично с заменой индекса (1) индексом (2) и с изменением знака на противоположный². Слагаемые, соответствующие $k=0$, знака не меняют.

При помощи известных соотношений в системе $\alpha\beta0$ [Л. 2] можно вычислить фазные то-

ки и напряжения в рассматриваемой трехфазной системе.

Выше одновременно со свободными слагаемыми токов и напряжений вычислялись и принужденные значения рассматриваемых величин. Они, конечно, могут быть найдены и отдельно при помощи символьического метода [Л. 9].

В приложении в качестве примера даны расчетные формулы для случая трехфазного короткого замыкания в конце компенсированной линии. Этим методом могут быть рассмотрены и еще более сложные схемы.

Приложение. Формулы для расчета трехфазного короткого замыкания в конце компенсированной линии (рис. 4).

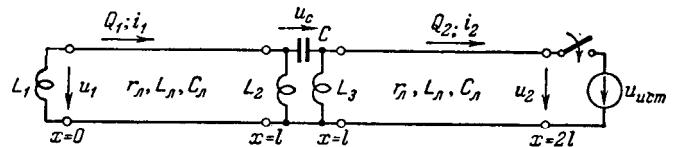


Рис. 4.

Характеристическое уравнение:

$$\frac{1}{\operatorname{ctg}(\omega_k \tau + \theta_{1k}) + \frac{Z_c}{\omega_k L_2}} + \frac{1}{\operatorname{ctg} \omega_k \tau + \frac{Z_c}{\omega_k L_3}} = \frac{1}{\omega_k C Z_c}.$$

Токи и напряжения:

$$i_1 = \sum_{k=1}^{\infty} q'_k N_k \cos\left(\frac{\omega_k}{v} x + \theta_{1k}\right);$$

$$i_2 = \sum_{k=1}^{\infty} q'_k \cos\left(2\omega_k \tau - \frac{\omega_k}{v} x\right) + i_0;$$

$$u_1 = \sum_{k=1}^{\infty} q_k N_k \omega_k Z_c \sin\left(\frac{\omega_k}{v} x + \theta_{1k}\right);$$

$$u_2 = - \sum_{k=1}^{\infty} q_k \omega_k Z_c \sin\left(2\omega_k \tau - \frac{\omega_k}{v} x\right) + u_0;$$

$$u_c = \frac{1}{C} \sum_{k=1}^{\infty} q_k \frac{\sin(\omega_k \tau + \theta_{3k})}{\sin \theta_{3k}} + L_3 \frac{di_0}{dt},$$

² См. уравнения (9) и (10).

где

$$i_0 = \frac{U_{\max} \sin \varphi_0 [\sin(\omega t + \phi - \varphi_0) - e^{-\delta_0 t} \sin(\phi - \varphi_0)]}{\omega(L_3 + L_A l)};$$

$$u_0 = -[L_3 + L_A(x - l)] \frac{di_0}{dt} + r_A(x - l)i_0;$$

$$N_k = \frac{\sin(\omega_k \tau + \theta_{3k}) \sin \theta_{2k}}{\sin \theta_{3k} \sin(\omega_k \tau + \theta_{1k} + \theta_{2k})}, \quad (k \geq 1)$$

$$\delta_0 = \frac{r_A l}{L_3 + L_A l}.$$

Амплитуда обобщенной координаты

$$q_k \max = \frac{U_{\max} \sin \varphi_k}{(\omega^2 - \omega_k^2) a_k} \quad (k \geq 1).$$

Коэффициенты дифференциальных уравнений обобщенных координат:

$$a_k = \frac{Z_c}{4\omega_k} \left\{ N_k^2 [2\omega_k \tau - \sin 2(\omega_k \tau + \theta_{1k}) + \sin 2\theta_{1k}] + \right. \\ \left. + 2\omega_k \tau - \sin 2\omega_k \tau + \frac{4 \sin^2(\omega_k \tau + \theta_{3k})}{\omega_k C Z_c \sin^2 \theta_{3k}} \right\} \quad (k \geq 1);$$

$$b_k = \frac{r_A}{L_A} \frac{Z_c}{4\omega_k} \left\{ N_k^2 [2\omega_k \tau + \sin 2(\omega_k \tau + \theta_{1k}) - \sin 2\theta_{1k}] + \right. \\ \left. + 2\omega_k \tau + \sin 2\omega_k \tau \right\} \quad (k \geq 1).$$

Величины q_{kl} , q'_{kl} , δ_k , φ_k , φ_0 , ω_{kr} вычисляются по формулам, приведенным в статье.

Литература

1. Э. А. Миронов. Расчет переходных процессов в сложных электрических цепях. Известия АН СССР, ОТН, № 10, 1950.
2. Р. И. Карапетян. Переходные процессы в трехфазных длинных линиях. Электричество № 10, 1954.
3. Р. Курант и Д. Гильберт. Методы математической физики. Т. I, ГИТТЛ, 1951.
4. С. А. Ульянов. Короткие замыкания в электрических системах. Госэнергоиздат, 1952.
5. Е. Gross, L. Rabins. Переходные процессы в трехфазных силовых системах. J. Franklin Inst., май 1951.
6. К. Теодорчик. Две системы электромеханических аналогий с точки зрения уравнений движения Лагранжа. ЖТФ, т. VIII, вып. 18, 1938.
7. Рэлей (Дж. В. Стретт). Теория звука, Т. I, ГИТТЛ, 1955.
8. Е. Т. Уиттекер. Аналитическая динамика, ОНТИ НКТП СССР, 1937.
9. А. В. Нетушили и С. В. Страхов. Основы электротехники, ч. II. Госэнергоиздат, 1955.
10. Р. Рюденберг. Переходные процессы в электроэнергетических системах. И. Л., 1955.
11. А. Н. Крылов. Лекции о приближенных вычислениях. ГИТТЛ, 1950.

[12. 4. 1956]

◆ ◆ ◆

Практический метод расчета переходных процессов при коротких замыканиях на линиях с распределенными параметрами

Инж. С. Б. ЛОСЕВ и кандидат техн. наук, доц. А. Б. ЧЕРНИН

Теплоэлектропроект

В связи со строительством в СССР мощных дальних линий электропередачи на напряжение 400 кв возникает необходимость в исследовании переходных процессов при повреждениях на этих линиях с учетом распределенных параметров.

Для целей анализа релейной защиты наиболее желательно дать решение поставленной задачи на базе операционного исчисления, поскольку при этом результаты расчета могут быть представлены в виде однозначно определяемых затухающих свободных составляющих разных частот и принужденной составляющей основной частоты.

В статье излагается разработанный практический метод расчета переходных процессов в системах, содержащих элементы как с распределенными, так и с сосредоточенными параметрами, основанный на принципах операционного исчисления и отличающийся достаточной простотой.

Для упрощения решения используется принцип наложения нагруженногорежима на аварийный, при помощи которого система приводится к нулевым начальным условиям. Ниже рассмат-

риваются вопросы вычисления аварийного режима.

Для расчетов несимметричных повреждений исходным является метод симметричных составляющих, справедливый для изображений токов и напряжений переходного процесса [Л. 1, 2 и 3].

В схемах положительной и отрицательной последовательностей врачающиеся машины приближенно учитываются одинаковыми индуктивностями постоянного значения. Комплексные схемы замещения, сопротивления которых являются функциями комплексного переменного r , даны на рис. 1. Следует отметить, что расчет замыкания двух фаз на землю может быть выполнен весьма просто при помощи двух комплексных схем представленных на рис. 1, б и г.

Основное расчетное выражение для тока в месте повреждения при приложении напряжения

$$U_k(t) = \operatorname{Im} \{ U_m e^{j(\omega_k t + \varphi)} \} = U_m \sin(\omega_k t + \varphi)$$

может быть найдено из формулы включения [Л. 4]:

$$i_k(t) = i_{n_{pru}}(t) + \sum i_{an}(t) + \sum i_{nep}(t) = \frac{U_m}{|Z_k(j\omega_n)|} \sin(\omega_n t + \varphi - \theta_c) + \\ + \sum_{s=1}^m \frac{U_m \cos(\varphi + \psi_s)}{\sqrt{\delta_{as}^2 + \omega_n^2 Z'_k(-\delta_{as})}} e^{-\delta_{as} t} + \sum_{s=1}^{\infty} \frac{2U_m e^{-\delta_s t} [\sqrt{\delta_s^2 + \omega_s^2} \sin \varphi \sin(\omega_s t + \psi_s - \xi) - \omega_n \cos \varphi \cos(\omega_s t - \xi)]}{[(\omega_s^2 - \omega_n^2 - \delta_s^2)^2 + (2\delta_s \omega_s)^2]^{1/2} |Z'_k(p_s)|}, \quad (1)$$

где $i_{n_{pru}}(t)$, $\sum i_{an}(t)$, $\sum i_{nep}(t)$ — соответственно принужденная и суммы апериодических и свободных периодических составляющих тока; Z_k и Z'_k — результирующее сопротивление и производная комплексной схемы замещения; $\omega_n = 314$ — номинальная угловая частота; $-\delta_{as}$ — действительные корни уравнения $Z_k(p) = 0$, представляющие собой коэффициенты затухания апериодических составляющих тока; $p_s = -\delta_s + j\omega_s$ — комплексные корни уравнения $Z_k(p) = 0$, в которых ω_s — угловые частоты составляющих свободных периодических колебаний, а δ_s — их коэффициенты затухания; φ — угол приложенного напряжения; θ_c — угол результирующего сопротивления $Z_k(j\omega_n)$ комплексной схемы замещения при частоте ω_n .

Кроме того,

$$\psi_a = \operatorname{arctg} \frac{\delta_{as}}{\omega_n}; \quad \psi_s = \operatorname{arctg} \frac{\delta_s}{\omega_s};$$

$$\xi = \operatorname{arctg} \frac{2\delta_s \omega_s}{\omega_s^2 - \omega_n^2 - \delta_s^2} + \arg Z'_k(p_s).$$

Токи на отдельных участках комплексной схемы рис. 1 могут быть найдены по известным значениям токов и напряжений в месте повреждения при помощи уравнений четырехполюсников для каждой составляющей. По этим токам могут быть найдены фазные токи на отдельных участках¹.

Расчет переходных процессов при замыканиях между фазами (без земли). При расчетах трех- и двухфазных замыканий с достаточной точностью можно пренебречь влиянием активных сопротивлений на начальные значения составляющих токов в уравнении (1) и учитывать их влияние только при определении затухания этих составляющих. При этом условии возможно появление только одной апериодической составляющей (вместо m), определяемой по заданной схеме, в которой уч-

тываются индуктивные сопротивления, а цепи емкостных сопротивлений разомкнуты.

Для вычисления свободных периодических составляющих подлежат определению корни уравнения $Z_k(p) = 0$, т. е. угловые частоты и коэф-

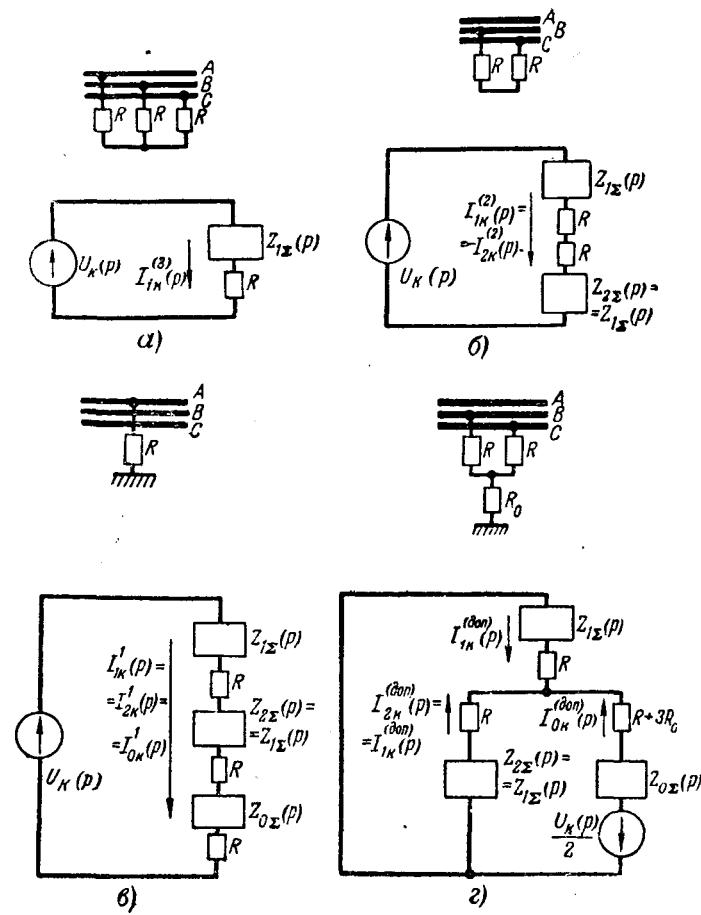


Рис. 1. Комплексные схемы замещения для определения переходных токов и напряжений аварийного режима ($Z_{1\Sigma} = Z_{2\Sigma}$).

a — замыкание между тремя фазами

$$I_{1k}^{(3)}(p) = \frac{U_k(p)}{Z_{1\Sigma}(p) + R};$$

б — замыкание между двумя фазами (B и C)

$$I_{1k}^{(2)}(p) = I_{2k}^{(2)}(p) = \frac{U_k(p)}{2Z_{1\Sigma}(p) + 2R};$$

в — замыкание одной фазы на землю (A)

$$I_{1k}^{(1)}(p) = I_{2k}^{(1)}(p) = I_{0k}^{(1)}(p) = \frac{U_k(p)}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}(p) + 3R};$$

г — дополнительная схема для расчета токов при замыкании двух фаз на землю (B и C)

$$I_{1k}^{(don)}(p) = I_{2k}^{(don)}(p) = -\frac{I_{0k}^{(don)}(p)}{2} = -\frac{U_k(p)}{2[Z_{1\Sigma}(p) + 2Z_{0\Sigma}(p) + 3(R + 2R_0)]}; \quad I^{(1,1)}(p) = I^{(2)}(p) + I^{(don)}(p).$$

¹ В [Л. 5] изложен способ расчета переходных процессов, в котором для простых схем с сосредоточенными параметрами, имеющими только реактивные сопротивления, также используется формула включения.

фициенты затухания свободных колебаний, а также производные результирующего сопротивления. Ниже изложены способы определения этих величин.

Угловые частоты ω_s определяются без учета активных сопротивлений схемы при помощи удобного для сложных систем метода, заключающегося, в основном, в применении следующих двух приемов.

1. Составляется схема замещения системы, в которой отдельные участки представляются четырехполюсниками. Далее путем преобразований схема замещения сводится к эквивалентному четырехполюснику с нагрузкой на конце (рис. 2), входное сопротивление которого равно:

$$Z_k = \frac{B_k + Z_n A_k}{D_k + Z_n C_k}. \quad (2)$$

Корни характеристического уравнения $Z_k = 0$ и представляют собой искомые угловые частоты (эквивалентные параметры A_k , B_k , C_k и D_k являются функциями частоты).

Для ряда схем заданной конфигурации целесообразно составить уравнения такого же вида, в которых эквивалентные параметры выражаются через параметры отдельных элементов схемы.

2. В первую очередь строятся частотные характеристики (зависимость входного сопротивления от частоты) концевых, т. е. наиболее удаленных от места короткого замыкания, участков схемы. При этом используются составляемые для этих участков уравнения вида (2). При построении частотных характеристик на следующих этапах преобразования схемы замещения найденные частотные характеристики концевых участков рассматриваются как нагрузки Z_n в таких же уравнениях (2) и т. д. Таким образом, система может быть приведена к четырехполюснику с нагрузкой на конце (рис. 2). В этом случае его параметры A , B , C и D соответствуют участку системы, непосредственно примыкающему к месту повреждения (к месту приложения напряжения в схеме замещения), а Z_n представляет собой найденную

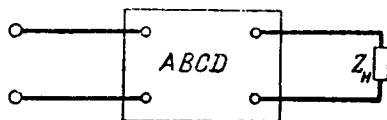


Рис. 2.

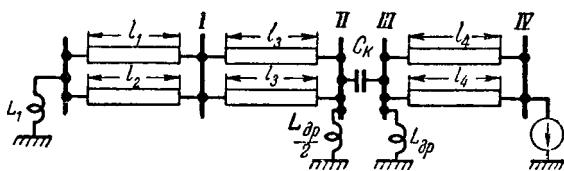


Рис. 3. Схема электрической сети. Параметры схемы: удельная индуктивность линий $L = 0,933 \cdot 10^{-3}$ гн/км; удельная емкость линий $C = 1,25 \cdot 10^{-8}$ ф/км; удельное сопротивление линий $r = 0,021$ ом/км; $l_1 = 117$ км; $l_2 = 184$ км; $l_3 = 274$ км; $l_4 = 423$ км; $L_1 = 0,0772$ гн; $C_k = 61,3 \cdot 10^{-8}$ ф; $L_{dp} = 2,84$ гн.

частотную характеристику всей остальной части системы. Корни определяются графическим решением уравнения вида (2).

На практике целесообразно использовать первый способ на начальных этапах, а второй — на последующих этапах преобразования заданной схемы (графоаналитическое решение задачи). Ниже дан пример применения указанного метода для определения корней схемы рис. 3 (при учете только реактивных сопротивлений схемы).

Составляется расчетное выражение вида (2) для реактивного сопротивления части схемы слева от подстанции I:

$$X_I = \frac{Z_c}{2} \left[\frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2) + \frac{2X_n}{Z_c} \sin(\theta_1 + \theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2) - \frac{2X_n}{Z_c} [1 - \cos(\theta_1 + \theta_2)]} \right], \quad (3)$$

где

$$\theta = \omega \sqrt{L C l}; Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ и } X_n = \omega L_1.$$

На основании уравнения (3) строится частотная характеристика (рис. 4, а — сплошные кривые). Для результирующего сопротивления схемы слева от подстанции II с учетом индуктивности дросселя $\frac{L_{dp}}{2}$ может быть составлено выражение

$$X_{II} = \frac{Z_c}{2} \frac{\frac{X_{dp}}{2} \left(\sin \theta_3 + \frac{X_1}{Z_c} \cos \theta_3 \right)}{\left(\frac{X_{dp}}{2} + X_1 \right) \cos \theta_3 + \left(\frac{Z_c}{2} - \frac{X_{dp} X_1}{Z_c} \right) \sin \theta_3}. \quad (4)$$

По уравнению (4) строится частотная характеристика части схемы слева от подстанции II (рис. 4, б), причем X_1 определяется по частотной характеристике, построенной на рис. 4, а.

Аналогично находится частотная характеристика X_{III} части схемы слева от подстанции III (включая дроссель на шинах этой подстанции). Эта характеристика приведена на рис. 4, в.

Линии между подстанциями III и IV представляются четырехполюсником, для которого

$$\frac{B_4}{A_4} = j \frac{Z_c}{2} \operatorname{tg} \theta_4. \quad (5)$$

Приравнивая в уравнении (2) $Z_n = j X_{III}$ и $Z_k = 0$ и используя уравнение (5), найдем, что

$$-\frac{Z_c}{2} \operatorname{tg} \theta_4 = X_{III}. \quad (6)$$

Решая графически уравнение (6), определим искомые корни. В рассматриваемом нами частном случае эти корни равны: $j193$; $j970$; $j1900$; $j2880$; $j3920$; $j4950$... Следует отметить, что корень $j193$ обусловлен наличием в схеме рис. 3 последовательной емкости C_k .

В некоторых случаях можно применять приближенные способы решения, позволяющие значительно упростить определение корней

a — частотная характеристика сопротивления X_I и решение уравнения $\frac{Z_c}{2} \operatorname{tg}(\theta_3 + \theta_4) = -X_I$ при приближенном вычислении корней; *b* — частотная характеристика сопротивления X_{II} ; *c* — частотная характеристика сопротивления X_{III} и решение уравнения $\frac{Z_c}{2} \operatorname{tg} \theta_4 = X_{III}$.

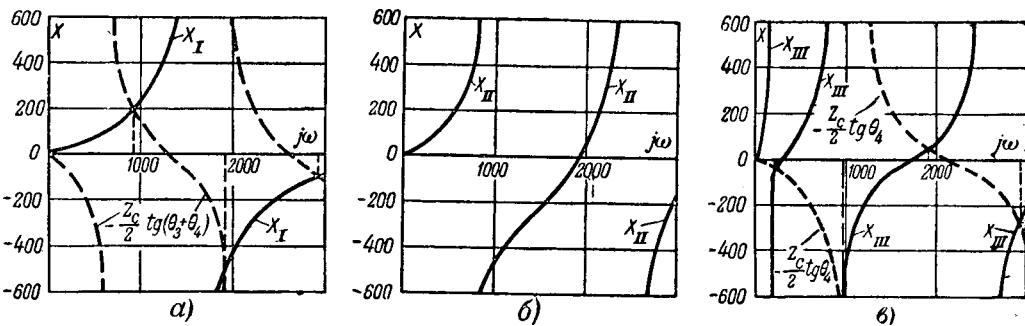


Рис. 4. Определение корней характеристического уравнения.

сложной схемы и заключающиеся в следующем: для построения частотных характеристик при малых значениях ω_s можно пренебречь емкостями линий и замещать линии с распределенными параметрами сосредоточенными индуктивностями; для построения частотных характеристик при больших значениях ω_s в схеме замещения могут быть разомкнуты цепи сосредоточенных индуктивностей и закорочены цепи сосредоточенных емкостей.

При использовании первого допущения наименьший корень оказывается равным $j200$ (вместо $j193$). Следующие корни определяются с учетом второго допущения, при этом, поскольку сосредоточенная емкость C_k закорачивается, а сосредоточенные индуктивности на шинах подстанций II и III размыкаются, то система между подстанциями I и IV может быть представлена четырехполюсником и аналогично уравнению (6) можно записать:

$$-\frac{Z_c}{2} \operatorname{tg}(\theta_3 + \theta_4) = X_I. \quad (7)$$

Вычисленные таким способом корни равны: $j920$, $j1920$ и $j2900$.

Найденные приближенные значения корней могут быть уточнены по методу Ньютона [Л. 6]:

$$j\omega_{sx} = j\omega_{sn} - \frac{Z_k(j\omega_{sn})}{Z'_k(j\omega_{sn})}, \quad (8)$$

$j\omega_{sx}$ — уточненное значение корня;

где $j\omega_{sn}$ — приближенное значение корня, полученное по упрощенной схеме;

$Z_k(j\omega_{sn})$ и $Z'_k(j\omega_{sn})$ — результирующее сопротивление схемы и его производная при приближенном значении корня.

Производные результирующего сопротивления могут быть найдены одним из следующих способов:

1. Определение производной осуществляется путем преобразования схемы замещения.

Для последовательно соединенных элементов сопротивлений, имеющих производные $Z'_1(p)$, $Z'_2(p)$... $Z'_n(p)$, производная результирующего сопротивления равна:

$$Z'_\Sigma(p) = Z'_1(p) + Z'_2(p) + \dots + Z'_n(p). \quad (9)$$

Можно показать, что при параллельном соединении тех же элементов эта производная равна:

$$Z'_\Sigma(p) = Z_\Sigma^2(p) \left[\frac{Z'_1(p)}{Z_1^2(p)} + \frac{Z'_2(p)}{Z_2^2(p)} + \dots + \frac{Z'_n(p)}{Z_n^2(p)} \right]. \quad (10)$$

Аналогично могут быть составлены формулы для преобразования треугольника в звезду и обратно.

2. Производная результирующего сопротивления определяется через параметры эквивалентного четырехполюсника.

В общем случае производная входного сопротивления четырехполюсника с нагрузкой Z_n может быть представлена в виде:

$$Z'_\Sigma(p) = \frac{B' + Z_n A'}{D + Z_n C} - Z_\Sigma^2(p) \frac{D' + Z_n C'}{B + Z_n A} + \frac{Z'_n}{(D + Z_n C)^2}. \quad (11)$$

При значениях p_s (корни уравнения $Z_\Sigma(p) = 0$) уравнение (11) может быть приведено к виду:

$$Z'_\Sigma(p_s) = AB' - BA' + A^2 Z'_n. \quad (12)$$

При неучете активных сопротивлений для схемы, состоящей из однородной линии длиной l с нагрузкой Z_n на конце, уравнения (11) и (12) могут быть преобразованы следующим образом:

$$Z'_y(j\omega) = Ll \left[1 + \left(\frac{X_\Sigma}{Z_c} \right)^2 \right] + \frac{Z'_n}{\left(\cos \theta - \frac{X_n}{Z_c} \sin \theta \right)^2}; \quad (13)$$

$$Z'_\Sigma(j\omega_s) = Ll + Z'_n \cos^2 \theta_s, \quad (14)$$

где L — индуктивность на единицу длины линии.

Для определения производной результирующего сопротивления в первую очередь вычисляются производные входных сопротивлений на концевых участках в соответствии с уравнениями (11) или (12).

Эти производные рассматриваются как производные нагрузки Z'_n в тех же уравнениях при определении производных на последующих этапах преобразования заданной схемы. Таким образом, схема может быть приведена к виду

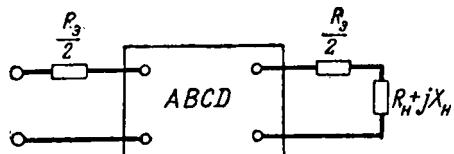


Рис. 5.

рис. 2, где параметры четырехполюсника относятся к участку системы, примыкающему к месту повреждения. Производная входного сопротивления этого четырехполюсника и представляет собой производную результирующего сопротивления схемы. Ее значения при $p = p_s$ или, если не учитываются активные сопротивления, при $\omega = \omega_s$ вычисляются соответственно по уравнению (12) или уравнению (14).

Коэффициенты затухания δ_s свободных составляющих определяются как действительные части корней уточненных по методу Ньютона, распространенного на область комплексных переменных:

$$p_s = j\omega_{sx} - \frac{Z_k(j\omega_{sx})}{Z'_k(j\omega_{sx})}, \quad (15)$$

где $p_s = -\delta_s + j\omega_s$ — уточненное значение корня;

$j\omega_{sx}$ — значение корня, найденное по схеме, имеющей только реактивные сопротивления;

$Z_k(j\omega_{sx})$, $Z'_k(j\omega_{sx})$ — результирующее сопротивление действительной схемы, т. е. при учете активных сопротивлений, и его производная при значении корня, вычисленного с учетом только реактивных сопротивлений.

В целях упрощения расчета в большинстве случаев с достаточной для практики точностью можно вычислять $Z'_k(j\omega_{sx})$ без учета активных сопротивлений. Для приближенного определения $Z'_k(j\omega_{sx})$ исходим из допущения, что активное сопротивление линии может быть вынесено за пределы линии [Л. 7 и 8], как показано на рис. 5.

Входное сопротивление четырехполюсника (рис. 5) приближенно равно:

$$Z_\Sigma = \frac{R_s}{2} + \frac{R_n + \frac{R_s}{2}}{(D + jX_n C)^2} + jX_\Sigma \quad (16)$$

$\left(\text{при } R_n + \frac{R_s}{2} \ll X_n \right),$

где C и D определяются без учета активных сопротивлений.

Порядок определения результирующего сопротивления схемы аналогичен рассматривавшемуся выше способу вычисления производных и сводится к многократному применению уравнения (16).

Для определения коэффициента затухания апериодической составляющей в уравнении (15) следует принять $j\omega_{sx} = 0$. При этом сопротивление $Z_k(0)$ будет равно результирующему активному сопротивлению схемы, в которой закорочены цепи индуктивностей и разомкнуты цепи емкостей, а производная $Z'_k(0)$ будет равна результирующей индуктивности схемы, в которой закорочены цепи активных сопротивлений и разомкнуты цепи емкостей.

Точность расчета полных токов определяется тем, что в практических расчетах не может быть учтено бесконечное число свободных периодических составляющих, входящих в уравнение (1). В связи с этим рассмотрим вопросы о точности расчетов полных токов $i_{\varphi=0}$ и $i_{\varphi=\pi/2}$ для случаев включения напряжения с углами $\varphi=0$ и $\varphi=\frac{\pi}{2}$.

В первом случае критерий точности может быть установлен, исходя из того, что в момент времени $t=0$ ток в месте повреждения и на других участках сети равен нулю. В соответствии с этим из уравнения (1), подставляя $t=0$, $\delta=0$ и $\varphi=0$, получим:

$$-\frac{U_m}{|Z_k(j\omega_n)|} + \frac{U_m}{\omega_n Z'_k(0)} = \sum_{s=1}^{\infty} \frac{2U_m \omega_n}{(\omega_s^2 - \omega_n^2) Z'_k(j\omega_s)}. \quad (17)$$

Практически число учитываемых свободных периодических составляющих можно ограничить условием, чтобы равенство (17) выполнялось с точностью до 10%. Как правило, для этого достаточно определить не более трех свободных периодических составляющих.

При оценке точности вычисления полного тока при $\varphi=\frac{\pi}{2}$ следует учитывать, что в системе, содержащей распределенные параметры, кривые тока и напряжения имеют скачкообразные изменения, обусловленные включением напряжения с ненулевой начальной величиной [Л. 4]. Для обеспечения достаточной точности вычисления тока в моменты времени, близкие к моментам скачкообразных изменений, необходимо учитывать большее число свободных периодических составляющих, чем в первом случае. При этом можно руководствоваться следующими соображениями. Для отрезка времени $0 \leq t \leq 2\tau$ (где τ — время пробега волны от места приложения напряжения до конца однородного участка линии) можно определить действительный полный ток, притекающий к месту приложения напряжения, по выражению

$$i(t) = \frac{u(t)}{Z_c} = \frac{U_m \cos \omega_n t}{Z_c}. \quad (18)$$

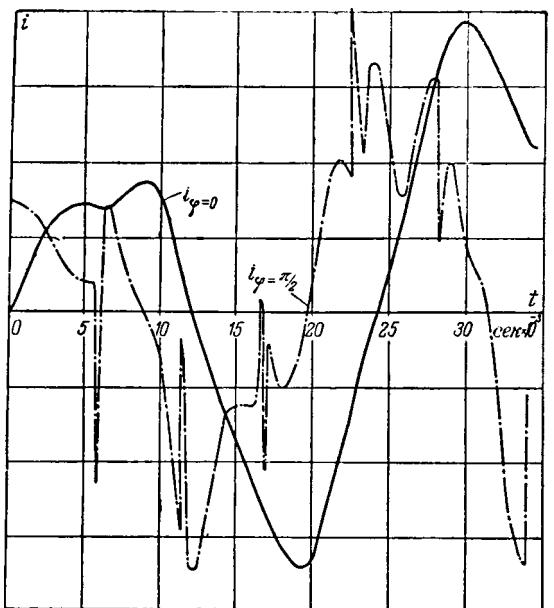


Рис. 6. Полные токи фазы A в месте повреждения при трехфазном коротком замыкании на шинах подстанции IV.

Следовательно, в качестве приближенного критерия точности можно принять условие минимального расхождения между вычисленной суммой составляющих по уравнению (1) и током $i(t)$ на всем отрезке времени 2τ .

Для обеспечения большей точности расчетов представим бесконечную сумму периодических составляющих в уравнении (1)

в виде двух сумм: $\sum_{s=1}^{\infty} - \sum_{s=1}^n + \sum_{n+1}^{\infty}$. Слагаемые

первой суммы вычисляются в соответствии с приведенными выше указаниями, а слагаемые второй суммы — приближенно для схемы замещения с закороченными цепями всех сосредоточенных емкостей и разомкнутыми цепями всех сосредоточенных индуктивностей (что соответствует условию $\omega \rightarrow \infty$), к которой приложено постоянное напряжение U_m . При определении числа n с достаточной для практики точностью можно считать, что разность между корнями $j\omega_n$ в этой и в исходной схемах не должна превышать $40 \dots 75 \text{ rad/sec}$. Суммарный ток в указанной схеме может быть вычислен с использованием волнового метода расчета [Л. 7 и 8]. Следует отметить, что полные токи в схеме с закороченными емкостями и разомкнутыми индуктивностями рассчитываются при помощи волнового метода достаточно просто, между тем применение этого метода для сложных схем, содержащих и распределенные и сосредоточенные параметры, в ряде случаев весьма затруднительно.

На рис. 6 приведены кривые тока фазы A в месте повреждения при трехфазном замыкании на подстанции IV (рис. 3) при углах включения $\varphi = 0$ и $\varphi = \frac{\pi}{2}$. При углах, отлич-

ных от нуля и $\frac{\pi}{2}$, токи могут быть найдены по формуле

$$i(t) = i_{\varphi=0}(t) \cos \varphi + i_{\varphi=\pi/2}(t) \sin \varphi. \quad (19)$$

Расчет переходных процессов при замыканиях на землю. Особенность расчетов переходных процессов при замыканиях на землю заключается в том, что необходимо учитывать зависимость от частоты сопротивления линии в схеме нулевой последовательности [Л. 9]:

$$\begin{aligned} Z_0(j\omega) &= [R_a + R_0(\omega)] + j\omega L_0(\omega) = \\ &= \left(R_a + \frac{3}{2} \pi \omega \cdot 10^{-4} \right) + \\ &+ j\omega \left(13,87 \lg \frac{0,526}{GMRV_{\omega_0 np} \cdot 10^{-9}} \right) 10^{-4}, \end{aligned} \quad (20)$$

где R_a — сопротивление самой линии; $R_0(\omega)$ и $L_0(\omega)$ — активное сопротивление и индуктивность, обусловленные протеканием токов в земле; ρ_{np} — удельная проводимость земли.

В диапазоне частот свободных колебаний, имеющих место в системах 400 кв, изменение индуктивности $L_0(\omega)$ в зависимости от частоты относительно невелико, поэтому возможно приближенно представить $L_0(\omega)$ постоянной величиной при вычислении свободных периодических составляющих с частотой выше основной и считать ее равной среднему значению $L_0(\omega)$, найденному по выражению (20) при $\omega = 1000 \dots 2000 \text{ rad/sec}$. Так как $R_0(\omega)$ при обычно имеющихся частотах свободных колебаний намного больше сопротивления линии R_a , то величиной R_a можно пренебречь.

При протекании в схеме нулевой последовательности апериодических составляющих токов индуктивность линии определяется по формуле (20) при замене ω на δ . Для практических расчетов можно исходить из среднего значения L_0 , вычисленного при $\delta = 10$ [Л. 10]. Так как для апериодической составляющей сопротивление R_0 равно нулю ($\omega = 0$), то в этом случае сопротивление R_a необходимо учитывать. Приближенный расчет апериодической составляющей можно производить так же, как и для случая замыканий между фазами.

Для расчета свободных периодических составляющих, входящих в уравнение (1), в первую очередь определяются приближенные значения корней $j\omega_{sx}$ по комплексным схемам, в которых учитываются только реактивные сопротивления. Для этой цели строятся частотные характеристики схем отдельных последовательностей. Результирующая частотная характеристика определяется сложением результирующих сопротивлений отдельных последовательностей: при замыкании на землю одной фазы $Z_s = 2Z_{1s} + Z_{0s}$ (рис. 1,в), а при двухфазном замыкании на землю $Z_s = Z_{1s} + 2Z_{0s}$ (рис. 1,г). При этом нет необходимости опре-

делять частотные характеристики для всего диапазона частот, если учитывать то обстоятельство, что нулевые значения сопротивлений комплексной схемы замещения могут иметь место в тех интервалах, где знаки $Z_{1\Sigma}$ и $Z_{0\Sigma}$ разные. Эти интервалы могут быть определены по известным корням и полюсам функции сопротивления (т. е. по частотам, при которых функция сопротивления равна соответственно нулю и бесконечности).

Уточнение найденных таким образом корней $j\omega_{sx}$ с учетом влияния активных сопротивлений в схеме нулевой последовательности производится при помощи способа Ньютона так же, как это показано в уравнении (15), которое применительно к случаю замыкания одной фазы на землю имеет вид:

$$p_s = j\omega_{sx} - \frac{2Z_{1\Sigma}(j\omega_{sx}) + Z_{0\Sigma}(j\omega_{sx})}{2Z'_{1\Sigma}(j\omega_{sx}) + Z'_{0\Sigma}(j\omega_{sx})}. \quad (21)$$

При этом в первом приближении можно учитывать активные сопротивления только в схеме нулевой последовательности.

Выражение (21) практически применимо при условии, что

$$|p_s - j\omega_{sx}| < 0,3 |\alpha - j\omega_{sx}|^*, \quad (22)$$

где α — ближайший к $j\omega_{sx}$ полюс функции

$$Z_k = 2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}.$$

Этот полюс может быть полюсом либо сопротивления $Z_{1\Sigma}$, либо сопротивления $Z_{0\Sigma}$. По расположению полюсов частотной характеристики комплексной схемы замещения, имеющей только реактивные сопротивления, можно установить последовательность, полюс которой является ближайшим к корню $j\omega_{sx}$.

В том случае, когда ближайшим является полюс положительной последовательности (α_1), то проверка допустимости уточнения корней по формуле (21) производится подстановкой его значения в уравнение (22). Если ближайшим к корню окажется полюс нулевой последовательности, то в уравнение (22) должно войти его значение с учетом активных сопротивлений. Для этого приближенно можно воспользоваться соотношением

$$\alpha_0 = -\frac{R_0}{2L_0} + j\alpha_{0x}, \quad (23)$$

где α_{0x} — полюс функции $Z_k = 2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma}$ для схемы замещения, в которой учитываются только реактивные сопротивления.

Эта формула дает точные результаты для однородной системы без сосредоточенных элементов [Л. 11] и приближенные — для сложных систем.

Условие (22), обеспечивающее возможность уточнения корней по формуле (21), практически удовлетворяется в большинстве случаев. В

приложении даны указания к проведению расчета в тех случаях, когда это условие не удовлетворяется.

Производные $Z'_k(p_s)$ комплексной схемы замещения в тех случаях, когда уточнение корней может быть произведено при помощи уравнения (21), с достаточной точностью определяются при учете активных сопротивлений только в схеме нулевой последовательности.

В качестве критерия точности вычисления полного тока $i_{\varphi=0}$ следует по аналогии с уравнением (21) учитывать, что суммарный ток в месте повреждения и на других участках должен равняться нулю. При вычислении полного тока $i_{\varphi=\pi/2}$ можно принять, что последняя из рассчитываемых периодических составляющих должна иметь коэффициент затухания порядка 50...70, а амплитуду — меньшую 5...10% суммы всех ранее вычисленных составляющих.

Приложение. Для определения уточненных значений корней при учете активных сопротивлений используется метод приближенного представления сложной функции в ограниченной области комплексной плоскости².

Функция сопротивления $Z(p)$ комплексного переменного p , т. е. дробно-рациональная функция, степень числителя которой превышает степень знаменателя не более чем на единицу, может быть представлена следующим образом [Л. 6]:

$$Z(p) = kp + \eta + \sum_{s=1}^{\infty} \frac{1}{(p - \alpha_s) Y'(\alpha_s)}, \quad (I,1)$$

где k, η — постоянные;

α_s — полюс функции $Z(p)$;

$Y'(\alpha_s)$ — производная обратной функции $Y(p) = \frac{1}{Z(p)}$ при $p = \alpha_s$.

Выразим уравнение (I,1) как сумму

$$Z(p) = Z_A(p) + Z_B(p), \quad (I,2)$$

где

$$Z_A(p) = kp + \eta + \sum_{s=c+1}^{\infty} \frac{1}{(p - \alpha_s) Y'(\alpha_s)} \quad (I,3)$$

и

$$Z_B(p) = \sum_{s=1}^c \frac{1}{(p - \alpha_s) Y'(\alpha_s)}. \quad (I,4)$$

Составляющую $Z_A(p)$ представим относительно точки $p_k = j\omega_{sx}$ при помощи ряда Тейлора [Л. 6]:

$$Z_A(p) = Z_A(p_k) + (p - p_k) Z'_A(p_k) + \frac{(p - p_k)^2}{2} Z''_A(p_k) + \dots \quad (I,5)$$

Эта функция справедлива в ограниченной области комплексной плоскости, характеризуемой соотношением

$$\left| \frac{p - p_k}{\alpha_{c+1} - p_k} \right| \leq 1,$$

где α_{c+1} ближайший к p_k полюс функции $Z_A(p)$.

² Метод разработан С. Б. Лосевым.

* См. Приложение.

Практически в более ограниченной области

$$\left| \frac{p - p_k}{\alpha_{c+1} - p_k} \right| \leq 0,3$$

достаточно учитывать только первые два члена ряда.

Значения $Z_A(p_k)$ и $Z'_A(p_k)$ на основании уравнений (I,2) и (I,4) могут быть записаны следующим образом:

$$Z_A(p_k) = Z(p_k) - \sum_{s=1}^c \frac{1}{(p_k - \alpha_s) Y'(\alpha_s)};$$

$$Z'_A(p_k) = Z'(p_k) + \sum_{s=1}^c \frac{1}{(p_k - \alpha_s)^2 Y'(\alpha_s)}.$$

Следовательно, при учете только двух членов ряда Тейлора будем иметь:

$$\begin{aligned} Z(p) &= \left[Z'(p_k) + \sum_{s=1}^c \frac{1}{(p_k - \alpha_s)^2 Y'(\alpha_s)} \right] p + \\ &+ \left[Z(p_k) - p_k Z'(p_k) - \sum_{s=1}^c \frac{(2p_k - \alpha_s)}{(p_k - \alpha_s)^2 Y'(\alpha_s)} \right] + \\ &+ \sum_{s=1}^c \frac{1}{(p - \alpha_s) Y'(\alpha_s)}. \end{aligned} \quad (I,6)$$

Заметим, что если $Z_B = 0$, то уравнение $Z(p) = 0$ позволяет получить уравнение (21).

Если условие (22) не удовлетворяется, т. е. уравнение (21) не может быть использовано, то уточненное значение корня можно с достаточной точностью определить по уравнению (I,6) при $c = 1$. При этом получим:

$$\begin{aligned} Z_k(p) &= \left[Z'_k(j\omega_{sx}) + \frac{1}{(j\omega_{sx} - \alpha)^2 Y'(\alpha)} \right] p + \\ &+ \left[Z_k(j\omega_{sx}) - j\omega_{sx} Z'_k(j\omega_{sx}) - \frac{(2j\omega_{sx} - \alpha)}{(j\omega_{sx} - \alpha)^2 Y'(\alpha)} \right] + \\ &+ \frac{1}{(p - \alpha) Y'(\alpha)}, \end{aligned} \quad (I,7)$$

где $Z_k(j\omega_{sx})$ и $Z'_k(j\omega_{sx})$ — сопротивление комплексной схемы замещения и его производная;

$Y'(\alpha)$ — производная результирующей проводимости той последовательности, которой соответствует полюс α , наиболее близкий к $j\omega_{sx}$.



Скорости восстановления напряжения на контактах выключателя в мощных энергосистемах

Кандидат техн. наук М. М. БЕЛОУСОВ

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина

Скорость восстановления напряжения на контактах выключателя при отключении короткого замыкания определяется параметрами цепи (если пренебречь остаточной проводимостью канала дуги). Поэтому большинство исследователей стремится определить расчетным или экспериментальным путем характеристики процесса восстановле-

ния напряжения для различных точек существующих сетей и обосновать статистикой этих характеристик (частот или скоростей) предлагаемые ими нормативы [Л. 1 ... 3].

Между тем при разработке новых конструкций выключателей нельзя ориентироваться на нынешние условия эксплуатации, а следует учитывать

$$\alpha_{0yn} = \alpha_0 - \frac{Y_{0\Sigma}(x_0)}{Y'_{0\Sigma}(\alpha_0)}, \quad (I,8)$$

где $Y_{0\Sigma}$ и $Y'_{0\Sigma}$ — результирующая проводимость и производная схемы нулевой последовательности с учетом активных сопротивлений.

В результате решения уравнения (I,7) получим два корня: корень, расположенный ближе к $j\omega_{sx}$, и является искомым уточненным корнем.

Производные результирующего сопротивления комплексной схемы, входящие в уравнение (I), определяются дифференцированием (I,7) при подстановке в него найденного значения корня.

Литература

1. Г. И. Атабеков и Л. Г. Мамиконянц. Применение комплексных схем замещения для расчета переходных процессов. Электричество, № 4, 1949.

2. Э. А. Меерович. Применение метода симметричных составляющих для расчета неуставновившихся процессов. Электричество, № 4, 1952.

3. Г. Б. Зевеке. Применение метода симметричных составляющих для исследования переходных процессов в статических трехфазных цепях. Электричество, № 2, 1954.

4. Основы электротехники под редакцией К. А. Круга. Госэнергоиздат, 1952.

5. R. D. Evans and R. L. Witzke. Практический расчет переходных процессов в энергосистемах. Тр. АИЕЕ, стр. 690, 1943.

6. И. Н. Бронштейн и К. А. Семеняев. Справочник по математике. ГИТТЛ, 1953.

7. И. Л. Сапир. Расчет переходных процессов в сложных линиях с распределенными и сосредоточенными постоянными. Электричество, № 3, 1951.

8. Р. И. Каравеев. Переходные процессы в трехфазных длинных линиях. Электричество, № 10, 1954.

9. Н. Ф. Марголин. Токи в земле. Госэнергоиздат, 1947.

10. Р. Рюденберг. Переходные процессы в электрических сетях, 1955.

11. М. И. Конторович. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. ГИТТЛ, 1953.

[17. 5. 1956]

условия, которые будут иметь место через 5...10 лет.

Рост мощности энергосистем происходит не только за счет увеличения количества элементов сети (генераторов, трансформаторов, линий электропередачи), но и за счет роста мощностей отдельных элементов и перехода к более высоким рабочим напряжениям.

С увеличением мощности трансформатора растет и мощность короткого замыкания на его зажимах. Для сохранения прежних условий работы выключателя при отключении короткого замыкания на шинах, пытающихся от трансформатора, нужно было бы, чтобы росту мощности короткого замыкания сопутствовало снижение частоты восстанавливавшегося напряжения. Между тем с ростом мощности трансформатора частота восстанавливавшегося напряжения в этой схеме не только не снижается, но даже несколько возрастает.

Переход к более высоким напряжениям сети, как правило, связан с уменьшением числа линий электропередачи, присоединенных к сборным шинам станций. Это приводит к повышению результирующего волнового сопротивления всех линий, присоединенных к этим шинам, и повышает вероятность режимов, при которых короткое замыкание в начале одной из этих линий отключается при полном отсутствии параллельно присоединенных к шинам линий или при наличии только одной параллельной линии. В этих двух случаях скорость восстановления напряжения может достигать весьма высоких значений.

Исследования на модели изолированно работающей станции с мощными агрегатами [Л. 4] показали значительно более высокие, чем в существующих сетях, скорости восстановления напряжения. Однако, как будет показано ниже, результаты этой работы недостаточны для суждения о скоростях восстановления напряжения в мощных энергосистемах.

Рассмотрим для примера скорости восстановления напряжения на контактах выключателя 220 кв (рис. 1) при отключении им короткого замыкания в точке $k-1$. Примем мощность трансформатора 360 Мвт, $u_k = 14\%$, емкость обмотки 10 000 нФ, емкость внешней цепи (ошиновки и выключателя) 600 нФ. Относя половину емкости обмотки на линейный ввод и приняв «высокочастотную» индуктивность обмотки равной 90% индуктивности при промышленной частоте, получим собственную частоту восстанавливавшегося напряжения

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = 9,04 \text{ кГц},$$

где L — индуктивность трансформатора;
 C — емкость между линейным вводом обмотки трансформатора и землей.

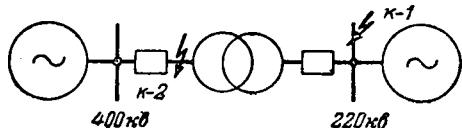
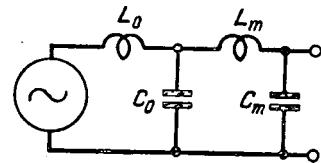


Рис. 1. Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рис. 2.

L_0 — приведенная индуктивность системы; C_0 — эквивалентная поперечная емкость на стороне первичной обмотки трансформатора; L_m — индуктивность трансформатора; C_m — емкость между линейным выводом вторичной обмотки трансформатора и нейтралью.



По другому способу, приняв «высокочастотную» индуктивность равной индуктивности при 50 Гц, и учитывая только $\frac{1}{3}$ емкости обмотки, получим $f = 10,2 \text{ кГц}$. Для дальнейших рассуждений возьмем среднее из этих двух значений (9,6 кГц). Очевидно, что при отключении короткого замыкания за трансформатором (точка $k-2$) мы получим ту же основную частоту восстанавливавшегося напряжения, если приведенное индуктивное сопротивление остальных источников питания шин 220 кв меньше сопротивления данного трансформатора.

Полученная частота намного выше тех частот, при которых в настоящее время испытываются выключатели 220 кв, а мощность короткого замыкания, отключаемая выключателем в схеме рис. 1, может быть значительной (в рассматриваемом примере около 2 000 Мвт).

При определении скоростей восстановления напряжения будем во всех случаях рассматривать трехфазное короткое замыкание без замыкания на землю. Тогда амплитуда восстанавливавшегося напряжения промышленной частоты будет $1,5 U_f \sqrt{2}$.

Схему рис. 1 при коротком замыкании в точке $k-1$ можно рассматривать как двухчастотный контур (рис. 2). Тогда скорость восстановления напряжения, определяемая высокочастотной составляющей, амплитуда которой пропорциональна индуктивности трансформатора L_m (с учетом возможности повышения в эксплуатации напряжения на 15%), будет:

$$s = 4f \cdot 1,15 \cdot 1,5 U_f \sqrt{2} \frac{L_m}{L_0 + L_m} = \\ = 4 \cdot 9600 \cdot 1,15 \cdot 1,5 \frac{220}{\sqrt{3}} \times \\ \times \sqrt{2} \cdot 0,835 \cdot 10^{-6} = 9,9 \text{ кв/мксек.}$$

Пользуясь этой формулой для определения максимальной скорости восстановления напряжения, мы тем самым учтем затухание колебаний, вводя коэффициент амплитуды 1,57. Экспериментальные исследования дают для подобных случаев коэффициент амплитуды около 1,6 [Л. 1].

Рассмотрим схему рис. 3, приняв мощность короткого замыкания на шинах 400 кв равной 15 000 Мвт, а на шинах 220 кв — 10 000 Мвт, когда все линии 220 кв включены. Параметры трансформаторов такие же, как в схеме рис. 1. Тогда при отключении всех линий 220 кв мощность, отключаемая выключателем при коротком замыкании в точке $k-1$, равна 364 Мвт, а отношение $\frac{L_m}{L_0 + L_m} = 0,71$. Приняв емкость сборных

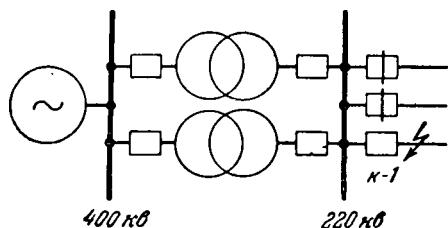


Рис. 3.

шин и аппаратуры 220 кв равной 6 000 пф, получим частоту высокочастотной составляющей

$$f = \frac{1}{2 \cdot 3,14} \frac{10^6}{\sqrt{0,9 \frac{0,06}{2} \left(2 \frac{10\,000}{2} + 6\,000 \right)}} \cdot 10^{-3} = \\ = 7,65 \text{ кгц}$$

и скорость восстановления напряжения

$$s = 4 \cdot 7650 \cdot 1,15 \cdot 1,5 \frac{220}{\sqrt{3}} \sqrt{2 \cdot 0,71 \cdot 10^{-6}} = \\ = 6,72 \text{ кв/мксек.}$$

Перейдем к определению скорости восстановления напряжения при полной мощности короткого замыкания (10 000 Мвт) и наименее благоприятной схеме, т. е. когда в данной точке системы большая мощность короткого замыкания создается преимущественно за счет генерирующей мощности, сосредоточенной здесь же при наименьшем числе отходящих линий.

Допустим, что от шин станции отходит пять линий (рис. 4); три из них связывают станцию с сетью мощной энергосистемы; две линии — тупиковые (или связаны с такими станциями, мощностью которых при расчете токов короткого замыкания в точке $k-1$ можно пренебречь), из которых одна отключена заранее.

Наиболее тяжелым случаем при этой схеме будет отключение короткого замыкания на оставшейся включенной тупиковой линии.

Примем для простоты расчета, что три линии связывают данную станцию с шинами бесконечной мощности и имеют одинаковую длину (по 100 км). Такое допущение не внесет существенных погрешностей, так как индуктивное сопротивление этих линий весьма велико по сравнению с приведенным сопротивлением мощной энергосистемы.

Проведя расчет по методу, описанному в [Л. 1], получим кривую восстанавливавшегося

напряжения, показанную на рис. 5. На этом рисунке, а также на рис. 6 и 7 восстанавливающееся напряжение дано в относительных единицах. За единицу принята амплитуда восстанавливавшегося напряжения промышленной частоты.

При такой форме кривой восстанавливавшегося напряжения было бы неправильно определять скорость восстановления напряжения как тангенс угла наклона касательной, проведенной из начала координат. Нельзя также принять в качестве характеристики среднюю скорость за промежуток времени до первого максимума кривой, что дало бы заниженное значение скорости восстановления напряжения.

Примем условно для подобных процессов скорость восстановления напряжения равной средней скорости за промежуток времени от начала процесса до момента достижения напряжения, равного 80% амплитуды восстанавливавшегося напряжения промышленной частоты. Принять 100% амплитуды восстанавливавшегося напряжения промышленной частоты нельзя, так как при процессах, близких к апериодическому, это давало бы весьма низкие скорости восстановления напряжения, а при чисто апериодическом процессе дало бы скорость, равную нулю.

Для процесса рис. 5 получим скорость восстановления напряжения 2,05 кв/мксек и коэффициент амплитуды 1,53.

Если бы мы увеличили число линий в схеме рис. 4, то скорости восстановления напряжения снизились бы. Так, например, увеличив число оставшихся включенных линий, связывающих данную станцию с системой, с трех до пяти, мы получили бы скорость восстановления напряжения 1,38 кв/мксек.

Полученные нами относительно высокие скорости восстановления напряжения при больших отключаемых мощностях свойственны станциям и подстанциям, работающим в мощной энергосистеме. На изолированно работающих станциях, даже на весьма мощных, при большом числе отходящих линий скорости восстановления напряжения значительно ниже.

Так, например, для изолированно работающей станции с теми же параметрами станционного оборудования, что в предыдущем примере, и с пятью отходящими тупиковыми линиями, кроме той линии, которая отключается с короткими замыканиями, мы получим процесс, изображенный

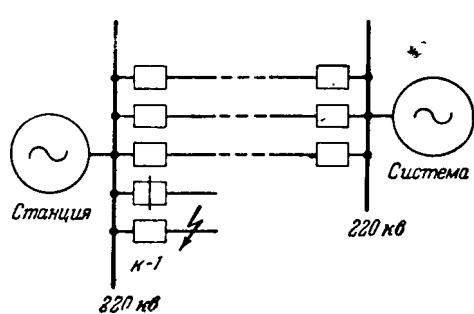


Рис. 4.

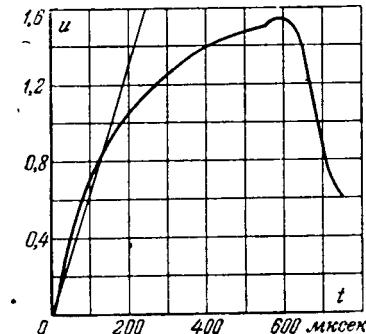


Рис. 5.

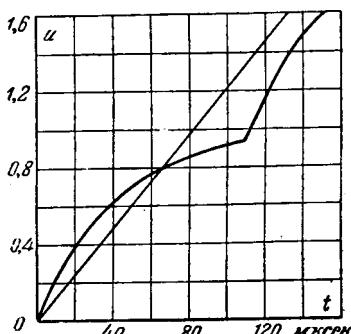


Рис. 6.

на рис. 6, со скоростью восстановления напряжения всего 0,38 кв/мксек при отключаемой мощности 4 000 Мвт.

Таким образом, видно, что для выключателя, установленного на изолированно работающей станции, условия работы гораздо легче, чем для выключателя, работающего в мощной энергосистеме, и поэтому нельзя выбирать для новых выключателей параметры процесса восстановления напряжения, исходя из результатов исследования этого процесса на изолированной станции или ее модели.

Автором произведены аналогичные расчеты для выключателя 110 кв. При полной мощности короткого замыкания было принято, что к шинам станции остаются присоединенными четыре линии длиной по 30 км, связывающие станцию с мощной системой. В отличие от примера с системой 220 кв индуктивное сопротивление системы 110 кв не было принято равным нулю, так как здесь сопротивления линий значительно меньше. Приведенное индуктивное сопротивление системы 110 кв было принято равным 2,01 ом, что соответствует мощности короткого замыкания 6 000 Мвт.

Для сети 110 кв расчет по схеме рис. 3 не произведен, так как при этом напряжении такая схема реальна лишь для относительно малых мощностей трансформаторов.

Результаты расчетов для сетей 110 и 220 кв представлены в таблице.

Скорости восстановления напряжения в сетях 110 и 220 кв

Схема	Сеть 110 кв			Сеть 220 кв		
	Отключаемая мощность, Мвт	Скорость вос- становления, кв/мксек	Частота, кгц	Отключаемая мощность, Мвт	Скорость вос- становления, кв/мксек	Частота, кгц
Рис. 1	2 140	8,65	16,4	2 140	9,9	9,6
Рис. 3	—	—	—	3 640	6,72	7,65
Рис. 4	6 000	1,69	2,73	10 000	2,05	1,65

Примечания: 1. Для сети 110 кв в схеме рис. 4 приняты четыре транзитные линии.

2. Частоты для схемы рис. 4 определены по скоростям восстановления напряжения по формуле

$$f = \frac{s \cdot 10^8}{4U} \text{ кгц},$$

где s — скорость восстановления напряжения, кв/мксек;
 U — амплитуда восстанавливавшегося напряжения промышленной частоты, кв.

Проведенные автором расчеты, основанные на ряде допущений и упрощений, не могут, разумеется, претендовать на особую точность. Тем не менее результаты этих расчетов можно принять за основу для выбора характеристик процесса восстановления напряжения при разработке мощных высоковольтных выключателей 110 ... 220 кв.

Существующий в настоящее время порядок устанавливать нормативы частоты восстанавливавшегося напряжения для предельной отключаемой мощности выключателя и для 50% этой мощности следует признать нецелесообразным. Параметры процесса восстановления напряжения надо выбирать в зависимости от абсолютной величины мощности короткого замыкания в мега-

вольт-амперах, безотносительно к отключающей способности выключателя, так как эти параметры зависят не от выключателя, а от сети. Каждый высоковольтный выключатель, предназначенный для работы в мощной энергосистеме, независимо от его номинальной отключаемой мощности при типовых испытаниях должен быть подвергнут испытанию не только при номинальной отключаемой мощности, но также и при мощности 2 000 ... 2 500 Мвт в условиях схемы рис. 1, так как именно в этих условиях возникают наиболее высокие скорости восстановления напряжения.

Так как все вышеизложенное относилось к выключателям с нешунтированными контактами, рассмотрим, что дает шунтирование контактов выключателя. В схемах с линиями электропередачи (например, в схеме рис. 4) контакты выключателя шунтируются волновыми сопротивлениями линий. Поэтому, для того чтобы шунт оказал существенное влияние на процесс восстановления напряжения, его сопротивление должно быть соизмеримо с эквивалентным сопротивлением, замещающим волновые сопротивления линий. Это означает, что сопротивление активного шунта не должно превышать нескольких сотен или даже десятков ом. Для отключения остаточного тока такого шунта необходим особый выключатель или специальные разрывы с дугогасящими устройствами, встроенные в основной выключатель.

В схеме рис. 1 сопротивление шунта также должно быть соизмеримо с характеристическим сопротивлением цепи. Допустим, что поставлена цель снизить частоту восстанавливавшегося напряжения при помощи активного линейного шунта, хотя бы только на 25%. Тогда

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2rC}\right)^2} = \\ = 0,75 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}},$$

откуда

$$r_u \approx 0,755 \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

В частности, для параметров трансформатора, которые были нами приняты в схеме рис. 1, сопротивления шунтов равны соответственно 1300 и 2900 ом для выключателей 110 и 220 кв.

Если в схеме рис. 1 выключатель будет снабжен нелинейным шунтом с характеристикой $u = ki_u^\alpha$, то можно написать уравнения

$$L \frac{di}{dt} + u = U; i = C \frac{du}{dt} + \left(\frac{u}{k}\right)^{\frac{1}{\alpha}},$$

после дифференцирования и преобразований которых получаем не интегрируемое в общем виде уравнение

$$\frac{d^2u}{dt^2} = \frac{U}{LC} - \frac{u^{\frac{1}{\alpha}-1}}{\frac{1}{Ck^{\alpha}}} \cdot \frac{du}{dt} - \frac{u}{LC}.$$

Слк α

Взяв числовой пример (трансформатор 110 кв, 180 Мвт, нелинейный шунт с $k = 8 \cdot 10^4$

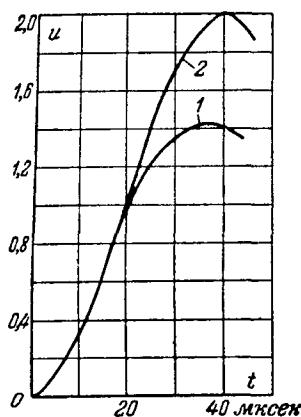


Рис. 7.

и $\alpha = 0,25$), получаем путем численного интегрирования методом итерации кривую 1, показанную на рис. 7. Для сравнения на этом же рисунке показана кривая 2 незатухающих колебаний при тех же параметрах трансформатора.

Характеристика шунта в этом примере выбрана таким образом, чтобы шунт имел еще приемлемые конструктивные размеры

и чтобы его остаточный ток мог быть отключен простым разрывом в воздухе. Из рис. 7 видно, что такой шунт не снижает скорости восстановления напряжения, а только уменьшает амплитуду и ускоряет процесс затухания колебаний.

Таким образом, шунтирование контактов высоковольтного выключателя, предназначенного для работы в мощной энергосистеме, может заметно снизить скорость восстановления напряжения лишь при малом сопротивлении шунта, но в этом случае для отключения остаточного тока шунта потребуются дугогасящие устройства, что приводит к существенному усложнению и удорожанию выключателя.

Поэтому следует стремиться разработать такие выключатели, которые могли бы справиться с высокими скоростями восстановления напряжения без шунтирования контактов или с легкими шун-

тами, служащими только для выравнивания распределения напряжения между разрывами. Такой выключатель должен иметь большую скорость восстановления электрической прочности межконтактного промежутка. Вероятно, что он будет давать высокие перенапряжения при отключении тока холостого хода трансформатора.

Уровень этих перенапряжений можно снизить до допустимых пределов шунтированием контактов выключателя легким нелинейным шунтом, который может иметь приемлемые конструктивные размеры и малый, легко отключаемый остаточный ток. Однако, по всей вероятности, более целесообразным решением будет установка вентильных разрядников непосредственно у трансформаторов (а не на шинах станции).

Заключение. По мере роста мощности энергосистем и единичных мощностей генераторов и трансформаторов скорости восстановления напряжения возрастают. Новые конструкции мощных высоковольтных выключателей должны быть рассчитаны на высокие скорости восстановления напряжения. В основу нормирования скоростей восстановления напряжения при испытаниях выключателей могут быть положены данные расчетов, приведенные в настоящей статье.

Литература

- П. Хаммарlund. Восстанавливющееся напряжение на контактах выключателя, Госэнергоиздат, 1956.
- Johnson. CIGRE, 1952, доклад № 104.
- Г. В. Буткевич. Некоторые вопросы современного выключателестроения. Электричество, № 2, 1955.
- Johnson, Schulz and Skeats. Tr. AIEE, ч. III, стр. 1339, 1953.

[20. 4. 1956]



Критериальные соотношения в теории короны

Кандидат техн. наук Н. Н. ТИХОДЕЕВ

Научно-исследовательский институт постоянного тока

Проблема объемного заряда, вносимого в разрядный промежуток короной, представляет собой одну из наиболее трудных и вместе с тем важных проблем техники высоких напряжений. С ней в той или другой степени связаны такие явления, как потери энергии на корону и уровень внутренних перенапряжений на высоковольтных линиях электропередачи, электрическая прочность газов в резко неравномерном поле, барьерный эффект и др.

Известно также, что полезные свойства коронного разряда находят себе все более широкое применение в электрофильтрах для очистки промышленных газов и сепарации материалов, в счетчиках частиц и электростатических генераторах, а также для борьбы с опасной статической электризацией и повышения электрической прочности изоляционных устройств, стабилизации напряже-

ния, получения изотопов водорода и, наконец, получения ионов для технических и медицинских целей.

Однако исключительная математическая сложность задач с учетом движущихся объемных зарядов, к которым относятся и задачи, связанные с короной, тормозит дальнейшее развитие теории. Имеющиеся в литературе теоретические формулы относятся лишь к постоянному напряжению и простейшим типам электродов [Л. 1 ... 3]. Уже при решении стационарных задач математические трудности заставляют искать обходных путей, основывающихся нередко на физически противоречивых допущениях и приводящих вследствие этого к ошибкам, которые нельзя оценить теоретически. Имеющиеся в литературе формулы, полученные применительно к линиям электропередачи, не учитывают таких важных факторов, как

расщепление и провисание проводов, наличие витой поверхности у провода и др., что снижает их практическую ценность. Еще хуже обстоит дело с теорией короны переменного тока, где до сих пор используются эмпирические или полуэмпирические формулы, а также малообоснованные методы пересчета и моделирования характеристик.

В связи с этим разработка общих методов исследования различных характеристик короны может представить определенный интерес. Одним из таких общих методов решения конкретных технических задач является метод физического моделирования характеристик короны, теория которого развита в работах автора и А. В. Воробьева [Л. 4 и 5], а также в настоящей работе.

При математической постановке задачи будем опираться на схему явления короны, общепринятую при давлениях, близких к атмосферному, в которой рассматривается внешняя зона короны, а зоны ионизации учитываются постоянными напряженностями у поверхности коронирующих электродов. При таком допущении предполагается, что ионы как бы эмитируются поверхностью коронирующего электрода. Для условий стационарной униполярной короны такое допущение, как это показано Н. А. Капцовым [Л. 6], является достаточно обоснованным, для других условий оно остается гипотезой, подтверждающейся косвенными экспериментами.

Рассмотрим процессы во внешней зоне короны на примере двухпроводной линии с проводами равного диаметра. Условимся называть поверхность провода, находящегося в рассматриваемый момент времени под положительным потенциалом, через f_1 , а поверхность провода, находящегося в тот же момент времени под отрицательным потенциалом, через f_2 .

Для внешней зоны можно записать следующую систему дифференциальных уравнений [Л. 7]:

$$\frac{\partial n_+}{\partial t} + \operatorname{div}(n_+ \bar{v}_+) + \mu n_+ n_- = 0; \quad (1)$$

$$\frac{\partial n_-}{\partial t} + \operatorname{div}(n_- \bar{v}_-) + \mu n_+ n_- = 0; \quad (2)$$

$$\epsilon_0 \Delta \varphi = -p = -e_0(n_+ - n_-), \quad (3)$$

где φ — потенциал;

n_+ , n_- — плотности соответственно положительных и отрицательных ионов;

μ — коэффициент объемной рекомбинации;

ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость воздуха;

$$\bar{v}_+ = k_+ \bar{E} = k_+ (-\nabla \varphi) \text{ и } \bar{v}_- = -k_- \bar{E} = k_- \nabla \varphi -$$

направленные скорости движения ионов;

e_0 — заряд иона.

Два первых уравнения являются кинетическими и характеризуют баланс ионов одного знака в элементарном объеме dV с учетом движения ионов и их объемной рекомбинации.

Нелинейная система уравнений (1)...(3) —

четвертого порядка должна быть решена при следующих краевых условиях:

$$[\varphi(t)]_{f_1} = u_1(t); [\varphi(t)]_{f_2} = u_2(t), \quad (4)$$

где u_1 и u_2 — заданные функции времени. Кроме того, в первый момент возникновения короны на проводах (t_0)

$$[E(t_0)]_{f_1} = [E(t_0)]_{f_2} = E_0, \quad (5)$$

где E_0 — начальная коронная напряженность¹, которая для простоты принимается одинаковой для положительной и отрицательной полярности.

Проинтегрируем уравнение (1) по объему V_1 , ограниченному произвольной замкнутой поверхностью F_1 , которая охватывает f_1 , и запишем результат для плотностей токов и зарядов²:

$$\begin{aligned} \epsilon_0 \int_{V_1} \frac{\partial \Delta \varphi_+}{\partial t} dV - \epsilon_0 k_+ \oint_{F_1} \Delta \varphi_+ \frac{\partial \varphi}{\partial n} dF - \\ - \epsilon_0 k_+ \oint_{F'_1} \Delta \varphi_+ \frac{\partial \varphi}{\partial n} dF + \\ + \frac{\mu e_0^2}{e_0} \int_{V_1} \Delta \varphi_+ \Delta \varphi_- dV = 0, \end{aligned} \quad (6)$$

так как $F_1 = F'_1 + f_1$, где F'_1 — внешняя поверхность объема V_1 . Второй член уравнения (6) есть ток, вытекающий в рассматриваемый момент времени из поверхности положительного провода f_1 и обусловленный положительными ионами. Следовательно,

$$\begin{aligned} [i_+(t)]_{f_1} = i_+(t) = \epsilon_0 k_+ \oint_{F'_1} \Delta \varphi_+ \frac{\partial \varphi}{\partial n} dF - \\ - \epsilon_0 \int_{V_1} \frac{\partial \Delta \varphi_+}{\partial t} dV - \frac{\mu e_0^2}{e_0} \int_{V_1} \Delta \varphi_+ \Delta \varphi_- dV. \end{aligned} \quad (7)$$

Для приведения уравнения (7) к инвариантному для группы подобных явлений виду все линейные величины отнесем к сходственному размеру L_0 , все потенциалы — к разности потенциалов $u_1 - u_2 = u_0$ в сходственный момент времени t_0 , время — к сходственному отрезку времени τ_0 . В результате вместо уравнения (7) получим:

$$\begin{aligned} i_+(t) = \frac{\epsilon_0 k_+ U_0^2}{L_0} \oint_{F'_1} \Delta \varphi_+ \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial n} dF + \\ + \frac{\epsilon_0 U_0 L_0}{\tau_0} \int_{V_1} \frac{\partial \Delta \varphi_+}{\partial t} dV - \frac{\mu e_0^2 U_0^2}{e_0 L_0} \int_{V_1} \Delta \varphi_+ \Delta \varphi_- dV. \end{aligned} \quad (8)$$

¹ В случае линии имеется в виду начальная напряженность так называемой общей короны.

² Здесь использовано линейное уравнение (3). Потенциалы φ_+ и φ_- создаются соответственно положительными и отрицательными ионами.

Надчеркнутые интегралы будут инвариантными для подобных явлений. Критерии подобия определяются комплексами, стоящими перед инвариантными интегралами. Аналогичное выражение можно написать для тока $i_-(t)$, вытекающего из поверхности отрицательного провода f_2 в рассматриваемый момент времени и обусловленного отрицательными ионами. Это выражение отличалось бы от соотношения (8) лишь подвижностью k_- . Линейное уравнение (3), как известно из теории потенциала, не дает дополнительных комплексов.

В соответствии с этим для полного тока короны, стекающего с двух проводов ($i = i_+ + i_-$), можно написать следующие равноправные критериальные соотношения:

$$\frac{i(t)L_0}{\epsilon_0 k_+ U_0^2} = \theta \left(\frac{U(t)}{U_0(t_0)}, \frac{L_0^2}{k_+ U_0(t_0) \tau_0}, \frac{\mu e_0}{k_+ e_0}, \frac{k_+}{k_-}, \frac{t}{\tau_0}, g_1, \dots, g_k \right); \quad (9)$$

$$\frac{i(t)\tau_0}{\epsilon_0 U_0(t_0)L_0} = \theta \left(\frac{U(t)}{U_0(t_0)}, \frac{L_0^2}{k_+ U_0(t_0) \tau_0}, \frac{\mu e_0}{k_+ e_0}, \frac{k_+}{k_-}, \frac{t}{\tau_0}, g_1, \dots, g_k \right). \quad (10)$$

Первый из критериев вытекает непосредственно из краевых условий (4) и (5), а g_i — безразмерные геометрические критерии, характеризующие геометрию промежутка — из инвариантности интегралов. В соотношениях (9) и (10) второй критерий определяет масштабы времени и его можно было бы назвать по установившейся традиции критерием гомохронности \dot{H} [Л. 8]. Далее, как видно из соотношений (9) и (10), наличие в короне носителей зарядов двух

проводов привело к двум критериям: $\frac{\mu e_0}{k_+ e_0}$ и $\frac{k_+}{k_-}$.

Их следует учитывать, например, при изменении давления в промежутке, однако, как было показано В. И. Попковым [Л. 9], для не слишком малых лабораторных моделей и линий электропередачи можно пользоваться постоянными значениями $k_+ = 1,4 \frac{\text{см}}{\text{сек}} / \frac{\text{в}}{\text{см}}$, $k_- = 1,8$ и $\mu = 1,4 \cdot 10^{-6} \text{ см}^3/\text{сек}$. В этом случае критерии $\frac{\mu e_0}{k_+ e_0}$ и $\frac{k_+}{k_-}$ оказываются выполненными автоматически.

Полученные выше критерии подобия являются необходимыми. Они же, очевидно, являются и достаточными, так как в соответствии с третьей теоремой подобия М. В. Кирпичева и А. А. Гухмана для существования подобия между сравниваемыми явлениями необходимо подобие краевых условий (в нашем случае приложенных напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$) и выполнение критериев, составленных из кра-

вых условий. В нашем случае таким критерием является:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{U_1 - U_2}{U_0}.$$

Полученные соотношения критериев позволяют смоделировать характеристики короны на модели как в случае стационарных, так и нестационарных процессов.

Как вытекает из критериев (9) и (10), подобные явления при изменении геометрического масштаба должны быть различной длительности во времени, а сравнение комплексов, стоящих в левой части соотношений (9) и (10), следует выполнять при равных $U(t)/U_0(t)$.

Как известно из теории подобия, в подобных явлениях в геометрически сходственных точках и в сходственные моменты времени все физические величины также сходственны.

Последнее относится в нашем случае к относительному потенциалу φ' , напряженности E/E_0 , обобщенным плотностям тока и ионов. Для потенциала φ' и плотности ионов, в частности, имеют место следующие соотношения критериев:

$$\varphi' = \frac{\varphi}{U_0} = \Phi \left(\frac{t}{\tau_0}, \frac{s_1}{L_0}, \frac{s_2}{L_0}, \frac{s_3}{L_0}, \frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2}{k_+ U_0 \tau_0}, \dots, g_k \right); \quad (11)$$

$$\frac{n e_0 L_0^2}{\epsilon_0 U_0} = N \left(\frac{t}{\tau_0}, \frac{s_1}{L_0}, \frac{s_2}{L_0}, \frac{s_3}{L_0}, \frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2}{k_+ U_0 \tau_0}, \frac{\mu e_0}{k_+ e_0}, \frac{k_+}{k_-}, g_1, \dots, g_k \right), \quad (12)$$

где s_1 , s_2 и s_3 — координаты, характеризующие положение точки, в которой разыскиваются потенциал и плотность ионов.

Если сравнивать два подобных друг другу явления при равных давлениях в промежутке, то критерии $\frac{\mu e_0}{k_+ e_0}$ и $\frac{k_+}{k_-}$ выполняются автоматически и их можно исключить из числа критериев, определяющих явление.

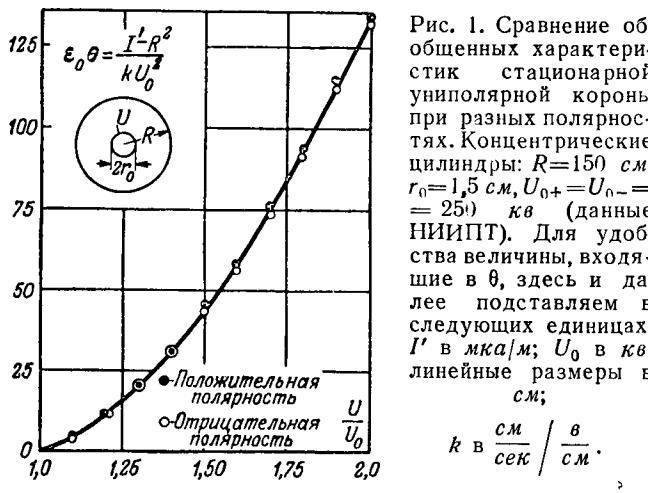
В простейшем случае стационарной короны при постоянном напряжении между электродами (униполлярная и биполярная корона) соотношение (9) значительно упрощается:

$$\frac{IL_0}{\epsilon_0 k U_0^2} = \theta \left(\frac{U}{U_0}, g_1, \dots, g_k \right), \quad (13)$$

где I — полный ток, стекающий с электродов.

В плоских задачах удобнее оперировать током, стекающим с единицы длины электрода I' .

Из вида критериев в формуле (13) вытекает, что модель характеристики короны при постоянном напряжении легко может быть получена на малой лабораторной модели, которая должна быть подобна натуре. При геометриче-



ском подобии и равных U/U_0 обобщенные характеристики короны на модели и на исследуемом объекте совпадают. Зная ток I' на модели, легко пересчитать его на реальные условия, используя комплекс, стоящий в выражении (13) слева, т. е.

$$I'_1 = I'_2 \frac{k_1}{k_2} \left(\frac{L_{02}}{L_{01}} \right)^2 \cdot \left(\frac{U_{01}}{U_{02}} \right)^2 = I'_2 \frac{k_1}{k_2} \left(\frac{E_{01}}{E_{02}} \right)^2, \quad (14)$$

где индексом 1 помечены все параметры, относящиеся к линии, а индексом 2 — к модели.

В другом простейшем случае квазистационарной короны при синусоидальном напряжении с частотой f потери энергии в линии за период P'_T (на единицу длины провода) определяются равноправными соотношениями, вытекающими из (9) и (10):

$$\frac{P'_T \cdot L_0^2 f}{\epsilon_0 k + U_0^3} = \theta \left(\frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2 f}{k + U_0}, g_1, \dots, g_k \right); \quad (15)$$

$$\frac{P'_T}{\epsilon_0 U_0^2} = \theta \left(\frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2 f}{k + U_0}, g_1, \dots, g_k \right), \quad (16)$$

где $P'_T = \int_t^{t+T} i' u dt$, а мощность потерь P' соответственно³

$$\frac{P' L_0^2}{\epsilon_0 k + U_0^3} = \theta \left(\frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2 f}{k + U_0}, g_1, \dots, g_k \right), \quad (17)$$

$$\frac{P'}{\epsilon_0 f U_0^2} = \theta \left(\frac{U}{U_0}, \frac{L_0^2 f}{k + U_0}, g_1, \dots, g_k \right). \quad (18)$$

³ Из равенств (17) и (18) следует, что распространенный в литературе метод перечета потерь от одной системы проводов на другую (например, от цилиндра на линию) при равных электростатических напряженостях у поверхности проводов равного диаметра не является теоретически безупречным. При таком методе пересчета учитываются критерии U/U_0 и Ho , но игнорируется геометрическое подобие. Грубые просчеты на практике не обнаруживаются, по-видимому, потому, что геометрические критерии влияют на обобщенные характеристики короны слабее, чем критерии U/U_0 и Ho . В тех случаях, когда расстояние между электродами f_1 и f_2 велико по сравнению с зоной дрейфа ионов, геометрические параметры, как показывают опыты, действительно практический не влияют на функцию θ .

При моделировании характеристик короны на лабораторной модели необходимо увеличивать частоту напряжения на модели с тем, чтобы выполнить критерий гомохронности $Ho = \frac{L_0^2 f}{k + U_0} = \text{idem}$.

Если все критерии выполнены, то, зная потери энергии на модели, легко определить потери энергии на линии или на ином объекте либо из соотношения

$$P'_1 = P'_2 \cdot \frac{f_1}{f_2} \left(\frac{U_{01}}{U_{02}} \right)^3, \quad (19)$$

либо из соотношения

$$P'_1 = P'_2 \left(\frac{L_{02}}{L_{01}} \right)^2 \cdot \left(\frac{U_{01}}{U_{02}} \right)^3. \quad (20)$$

Проверка выводов, полученных при качественно-теоретическом рассмотрении закономерностей явления короны на основе метода подобия, должна установить не только правильность выводов, вытекающих из последнего, сколько правильность принятой схемы явления. В связи с этим необходимо отметить, чтоложенная в основу рассмотрения схема механизма разряда полностью соответствует схеме, принятой при решении простейших задач теории короны [Л. 1, 2 и 10]. Имеющиеся в литературе немногочисленные строгие решения подтверждают правильность выводов, сделанных на основе метода подобия [Л. 1, 2, 11 и 12].

Ниже приведены примеры, иллюстрирующие согласие теории и опыта.

В случае стационарной униполярной короны в соответствии с формулой (13) обобщенная характеристика $\frac{I L_0}{\epsilon_0 k U_0^2}$ должна быть одной и той же для положительной и отрицательной короны. Различие в полярности короны учитывается в обобщенной характеристике величиной подвижности ионов (k_+ , k_-) и величиной начального напряжения (U_{0+} , U_{0-}). На рис. 1 приведены характеристики короны, полученные

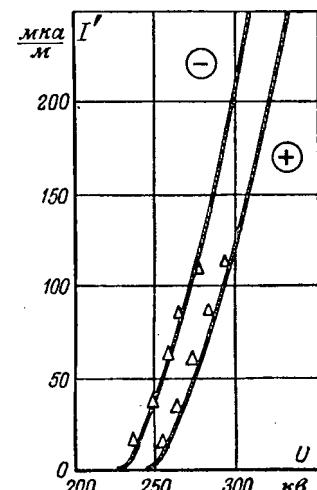


Рис. 2. Характеристики стационарной униполярной короны. Концентрические цилиндры: $R = 100 \text{ см}$,

$r_0 = 1,5 \text{ см}$, $\frac{R}{r_0} = 66,7$
(НИИПТ и ЛПИ, Н. К. Никольский).

Треугольниками показаны точки, полученные путем пересчета по характеристикам, приведенным в [Л. 13]. Концентрические цилиндры: $R = 40 \text{ см}$, $r_0 = 0,6 \text{ см}$.

Рис. 3. Моделирование характеристики короны для полупролета двухпроводной униполярной линии электропередачи. Положительная полярность.

1—линия, $H = 9,5 \text{ м}$, $h/H \approx 0,8$, $r_0 = 1 \text{ см}$, пролет $l = 52 \text{ м}$, $D = 5 \text{ м}$, $U_0 = 200 \text{ кв}$; 2—модель, масштаб модели $m = 0,06$, $U_0 = 34,5 \text{ кв}$. Точками обозначены результаты пересчета от кривой 2 к кривой 1 ($I_1 = 2,0 \cdot I_2$).

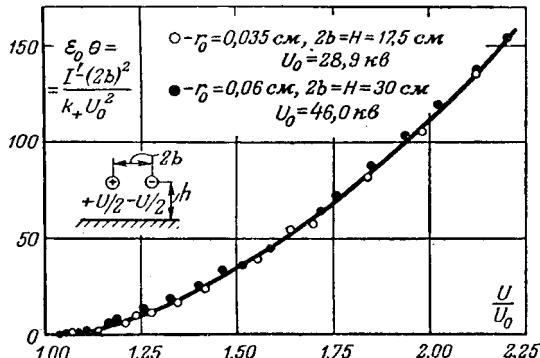
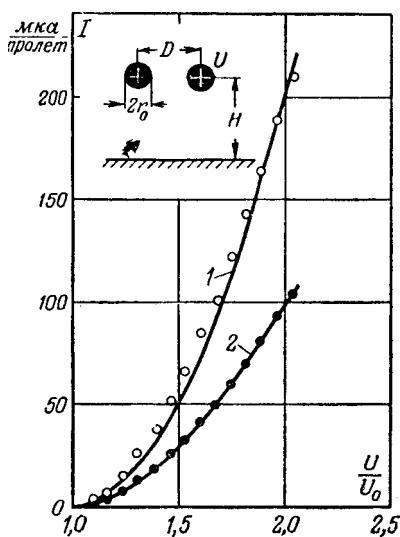


Рис. 4.

ные в цилиндре, которые подтверждают этот вывод теории.

Рис. 2 иллюстрирует возможность моделирования униполярной короны при сохранении геометрического подобия. На нем представлены характеристики короны, полученные для медной трубы диаметром 3,0 см и внешнего цилиндра диаметром 2 м. В [Л. 13] приведены аналогичные характеристики, полученные для гладкого провода диаметром 1,2 см в цилиндре 0,8 м. Так как в этих двух случаях выполняется единственный геометрический критерий $\frac{R_1}{r_1} = \frac{R_2}{r_2}$, то легко сделать пересчет характеристик, снятых в малом цилиндре, к условиям большого цилиндра. Пересчет выполнен по формуле (14), где характерным линейным размером служит радиус цилиндра (или провода). Результаты пересчета при $\frac{U_1}{U_{01}} = \frac{U_2}{U_{02}}$ раздельно для каждой полярности показаны на рис. 2 треугольниками.

На рис. 3 приведена характеристика короны для полупролета двухпроводной униполярной линии [Л. 14] и результат ее моделирования с учетом провисания провода на лабораторной модели (масштаб $m = 0,06$). Пересчет тока короны выполнен по формуле (11), приведенной в работе автора [Л. 4].

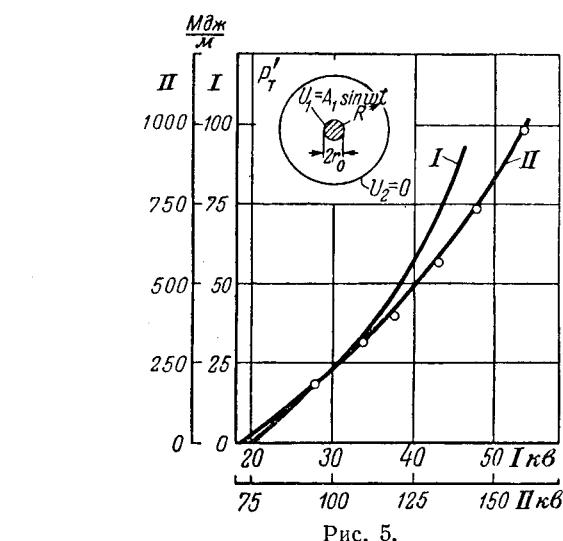


Рис. 5.

Сопоставление обобщенных характеристик стационарной биполярной короны при сохранении геометрического подобия приведено на рис. 4.

Рис. 5 является примером моделирования характеристики короны в условиях квазистационарного режима при синусоидальном напряжении. Характеристика короны, полученная в цилиндре диаметром 2 м на проводе $d = 0,588 \text{ см}$, воспроизведена в цилиндре диаметром 30 см на проводе $d = 0,08 \text{ см}$ [Л. 15]. Для выполнения критерия гомохронности частота напряжения в малом цилиндре была повышена до 730 гц. Пересчет выполнен по соотношению (16).

В заключение отметим, что полученные выше соотношения могут быть использованы для моделирования полей, а также характеристик короны при различных давлениях и температурах воздуха.

Литература

1. В. И. Попков. Известия АН СССР, ОТН, стр. 433, № 4, 1948.
2. В. И. Попков. Электричество, стр. 33, № 1, 1949.
3. В. И. Попков и С. И. Рябая. Известия АН СССР, ОТН, стр. 29, № 1, 1951.
4. Н. Н. Тиходеев. ЖТФ, т. XXV, вып. 7, стр. 1267, 1955.
5. А. В. Воробьев и Н. Н. Тиходеев. ЖТФ, т. XXV, вып. 11, стр. 2008. 1955.
6. Н. А. Капцов. ЖЭТФ, вып. 6, стр. 1135, 1936.
7. В. Л. Грановский. Электрический ток в газе, т. I. Общие вопросы электродинамики газов. Гостехиздат, 1952.
8. М. В. Кирпичев. Теория подобия. Изд. АН СССР, 1953.
9. В. И. Попков. ДАН СССР, т. LVIII, стр. 1043, 1947. ДАН СССР, т. LIX, стр. 61, 1948.
10. В. И. Попков. Известия АН СССР, ОТН, вып. 7, стр. 7, 1954.
11. Н. Н. Тиходеев. ЖТФ, т. XXV, вып. 8, стр. 1449, 1955.
12. О. Мауг. A. f. E., вып. 18, стр. 27, 1927.
13. W. Stockmeyer. Wiss. Veröff. Sim. Verke, вып. 13, стр. 27, 1934.
14. F. Beldi. ВВСМ, вып. 33, стр. 363, № 11, 1946.
15. В. А. Люлько. Труды ЛПИ, вып. 1, стр. 132, 1954.

[20. 4. 1956]



Применение дифференциально-фазной высокочастотной защиты в компенсированных сетях¹

Инж. Н. И. ОВЧАРЕНКО

Московский энергетический институт им. Молотова

В сетях с компенсированной или изолированной нулевой точкой (с малыми токами замыкания на землю) дифференциально-фазная защита до настоящего времени не применялась. Специфическим вопросом для этих сетей является поведение устройств защиты при замыканиях на землю двух фаз в разных точках сети (двойных замыканиях на землю).

Ниже приводятся результаты анализа работы дифференциально-фазной защиты типа ДФЗ-2 при двойных замыканиях на землю в сетях с компенсированной нулевой точкой и рассматриваются изменения ее схемы, необходимые для действия защиты на отключение только одной поврежденной линии.

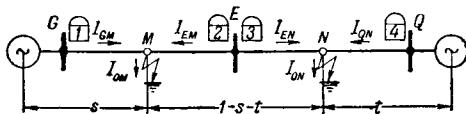


Рис. 1. Расчетная схема сети.

Как известно [Л 1], в дифференциально-фазной защите типа ДФЗ-2 при помощи высокочастотного канала осуществляется сравнение фаз токов обоих концов линий от комбинированных фильтров типа $I_1 + K_2 I_2$. Благодаря большим значениям коэффициента K_2 ($4 \leq K_2 \leq 8$) высокочастотные передатчики защиты управляются преимущественно токами обратной последовательности, практически совпадающими по фазе в случае несимметричного короткого замыкания на защищаемой линии. Это обеспечивает четкое действие защиты на отключение поврежденной линии.

При замыканиях на землю двух фаз, например *B* и *C*, разных линий компенсированной сети (точки *M* и *N*, рис. 1) ток обратной последовательности на любом участке сети равен геометрической сумме двух составляющих, обусловленных соответственно двумя повреждениями и сдвинутых по фазе на угол 60° [Л. 2]. При этом одна из составляющих, например, обусловленная замыканием на землю фазы *B*, представляет собой для защиты линии *GME* ток повреждения, а вторая, обусловленная замыканием на землю фазы *C*, — ток внешнего короткого замыкания. Аналогичное положение имеет место на линии *QNE* (рис. 1).

В результате токи обратной последовательности как по концам одной (I_{2GM}, I_{2EM}), так и другой (I_{2QN}, I_{2EN}) поврежденных линий всегда сдвинуты по фазе. Угол сдвига фаз токов зависит от положения точек замыкания на

землю в сети и от мощности источников питания.

Токи обратной последовательности на отдельных участках сети (рис. 1) определяются следующими выражениями [Л. 3]:

$$\left. \begin{aligned} I_{2GM} &= -I_{0M} \frac{j\sqrt{3}Z_2''' - a^2Z_2''}{Z_2}; \\ I_{2EM} &= -I_{2EN} = I_{0M} \frac{a^2Z_2' + aZ_2''}{Z_2}; \\ I_{2QN} &= -I_{0M} \frac{j\sqrt{3}Z_2' + aZ_2''}{Z_2}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Z_2', Z_2'', Z_2''' и Z_2 — сопротивления обратной последовательности соответственно участков *GM*, *MN*, *NQ* и *GQ*, включая и сопротивления источников питания;

$$a = e^{j120^\circ} \text{ — фазный оператор.}$$

Если сопротивления обратной последовательности элементов системы электропередачи однородны, например чисто индуктивные, то из выражений (1) можно получить следующие формулы для токов обратной последовательности в относительных единицах (в долях тока нулевой последовательности I_{0M}):

$$\left. \begin{aligned} I_{2GM} &= a^2(1-s) - at; \\ I_{2EM} &= a^2s + at; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{2EN} &= -a^2s - at; \\ I_{2QN} &= a^2s - a(1-t), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где s и t — переменные, определяющие положение в схеме сети точек замыкания на землю и характеризующие мощности источников питания.

На рис. 2 в соответствии с выражениями (2) и (3) построены векторные диаграммы токов обратной последовательности на концах обеих поврежденных линий для $s=0,2$; $t=0,4$ и показаны геометрические места концов их векторов для $0 \leq s+t \leq 1$, представляющие собой треугольники *обв*, *овг*, *оде* и *оеж*.

Из векторных диаграмм рис. 2, *a* и выражений (2) можно видеть, что угол расхождения векторов токов I_{2GM} и I_{2EM} на концах одной из поврежденных линий изменяется в широких пределах: от 0° при $t=0$ до 150° при $s=0$, $t \rightarrow 1$. В тех же пределах изменяется и угол сдвига фаз между токами обратной последовательности на концах другой поврежденной линии [рис. 2, *b*, выражение (3)] с той лишь разницей, что токи I_{2QN} и I_{2EN} совпадают по фазе при $s=0$ и сдвинуты на максимальный угол при $s \rightarrow 1$, $t=0$.

¹ По материалам работы, выполненной под руководством И. И. Соловьева.

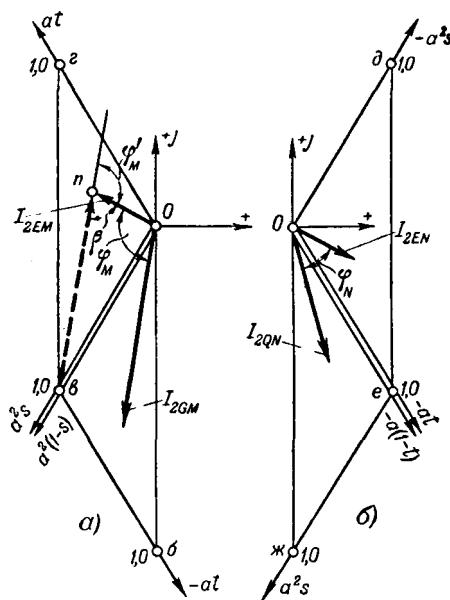


Рис. 2.

Для выяснения характера работы защиты на рис. 3 построены кривые равных углов расхождения фаз токов обратной последовательности на концах как одной (φ_M), так и другой (φ_N) поврежденных линий. Построения выполнены следующим образом.

Треугольник $обв$ (рис. 2, а) поворачивается вокруг точки o на 180° и перемещается параллельно самому себе до совмещения с треугольником $овг$. При этом точки с текущими координатами s и t , расположенные внутри треугольников $обв$ и $овг$, сливаются, а конец вектора тока I_{2GM} переносится в точку n (новое положение вектора I_{2GM} показано на рис. 2, а пунктиром). Угол сдвига фаз φ_M между токами I_{2GM} и I_{2EM} и внешний угол φ'_M треугольника $опв$ равны, как внутренние накрестлежащие. Поэтому при условии постоянства угла φ_M , а следовательно, и смежного с ним угла β точки n , перемещаясь при изменении координат s и t , описывает в пределах треугольника $овг$ участок дуги окружности, стягиваемой хордой ov , которая и представляет собой кривую равных углов сдвига фаз между токами I_{2GM} и I_{2EM} .

Аналогично в виде участков дуг окружностей, стягиваемых хордой oe , в пределах треугольника $oеж$ (рис. 2, б) получаются кривые равных углов сдвига фаз между токами I_{2QN} и I_{2EN} .

Совмещенный треугольник *обв* (рис. 3) является полем линий равных углов расхождения фаз токов обратной последовательности на концах обеих поврежденных линий.

Из рис. 3 видно, что, как правило, угол сдвига фаз между токами на концах одной из поврежденных линий меньше 90° , а на концах

другой — больше 90° . Однако существуют такие положения точек замыкания на землю, когда углы сдвига фаз между токами обратной последовательности на концах обеих поврежденных линий одновременно равны $80^\circ \dots 90^\circ$ (заштрихованная область значений s и t), а при $s=t=0,5$ — равны 90° (точка m).

Проведенное рассмотрение фазных соотношений между токами обратной последовательности при двойных замыканиях на землю позволяет заключить, что дифференциально-фазная защита с комбинированным фильтром тока органа управления высокочастотным передатчиком типа $I_1 + K_2 I_2$ ведет себя при двойных замыканиях на землю в компенсированной сети неопределенно, а именно: или отключает обе поврежденные линии, или только одну из них, или отказывает в действии.

Проведенные автором исследования показали, что наиболее целесообразным для органа управления высокочастотным передатчиком дифференциально-фазной защиты в рассматриваемом случае является комбинированный фильтр тока типа $K_1\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + K_0\dot{I}_0$ с отрицательным коэффициентом K_1 . Фильтр присоединяется к трансформаторам тока фаз C и A (см. ниже рис. 7).

Результирующая э. д. с. \dot{E} на выходе такого фильтра

$$\begin{aligned}
 \dot{E} &= \dot{I}_A(R'_y + jX_m) + \dot{I}_C j2X_m = \\
 &= (\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_0)(R'_y + jX_m) + \\
 &+ (a\dot{I}_1 + a^2\dot{I}_2 + \dot{I}_0)j2X_m = \dot{I}_1(R'_y - \sqrt{3}X_m) + \\
 &+ \dot{I}_2(R'_y + \sqrt{3}X_m) + I_0(R'_y + j3X_m) = \\
 &= (R'_y + \sqrt{3}X_m)(K_1\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + K_0\dot{I}_0), \quad (4)
 \end{aligned}$$

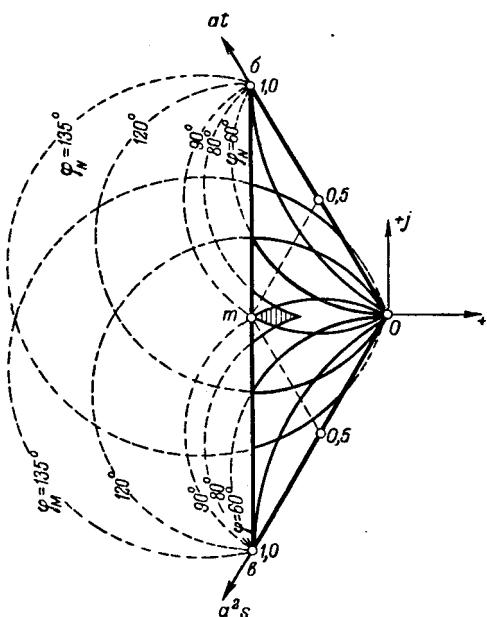


Рис. 3.

где

$$K_1 = \frac{R'_y - \sqrt{3} X_m}{R'_y + \sqrt{3} X_m}, \quad (5)$$

а

$$K_0 = \frac{R'_y + j3X_m}{R'_y + \sqrt{3} X_m}. \quad (6)$$

Эти коэффициенты связаны между собой соотношением

$$K_0 = -(a^2 + K_1 a). \quad (7)$$

Указанная связь вытекает из условия равенства нулю фазного коэффициента n_B при токе фазы B , не обтекающем цепей фильтра. В соответствии с [Л. 4] фазный коэффициент

$$n_B = \frac{1}{3} (K_1 a + a^2 + K_0). \quad (8)$$

В таблице приведены общие аналитические выражения для токов (в относительных единицах)² на выходе фильтров типа $-0,5 \dot{I}_1 + \dot{I}_2 - (a^2 - 0,5 a) \dot{I}_0$ на концах обеих поврежденных линий при замыканиях на землю фаз A

Поврежденная линия	Участок линии (рис. 1)	Выражение для тока на выходе фильтра типа $K_1 \dot{I}_1 + \dot{I}_2 - (a^2 + K_1 a) \dot{I}_0$ (при $K_1 = -0,5$)	Сдвиг фаз между токами на выходе фильтров на концах линии
--------------------	------------------------	---	---

Замыкание на землю фаз A и B

A	GM	$0,5(1-s) - (a^2 - 0,5 a) t$	$0^\circ \leq \varphi_{AB} \leq 75^\circ$
	EM	$0,5 s - (a^2 - 0,5 a)(1-t)$	
B	QN	$0,5 s - (a^2 - 0,5 a)(1-t)$	180°
	EN	$-0,5 s + (a^2 - 0,5 a)(1-t)$	

Замыкание на землю фаз B и C

B	GM	$(a^2 - 0,5 a)(1-s) - (a - 0,5 a^2) t$	180°
	EM	$-(a^2 - 0,5 a)(1-s) + (a - 0,5 a^2) t$	
C	QN	$(a^2 - 0,5 a) s - (a - 0,5 a^2)(1-t)$	$0^\circ \leq \varphi_{BC} \leq 30^\circ$
	EN	$(a^2 - 0,5 a)(1-s) - (a - 0,5 a^2) t$	

Замыкание на землю фаз C и A

C	GM	$(a - 0,5 a^2)(1-s) - 0,5 t$	$11^\circ \leq \varphi_C \leq 60^\circ$
	EM	$-a^2 + 0,5 a + (a - 0,5 a^2)s + 0,5 t$	
A	QN	$(a - 0,5 a^2)s - 0,5(1-t)$	$60^\circ \leq \varphi_A \leq 150^\circ$
	EN	$a^2 - 0,5 a - (a - 0,5 a^2)s - 0,5 t$	

и B , B и C , C и A соответственно в точках M и N (рис. 1) компенсированной сети и углы сдвига фаз между этими токами. На рис. 4–6 для значений $s = 0,5$, $t = 0,2$ построены векторные

² Получены по формулам для токов \dot{I}_1 (аварийная составляющая) \dot{I}_2 и \dot{I}_0 двойных замыканий на землю при условии равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей [Л. 3].

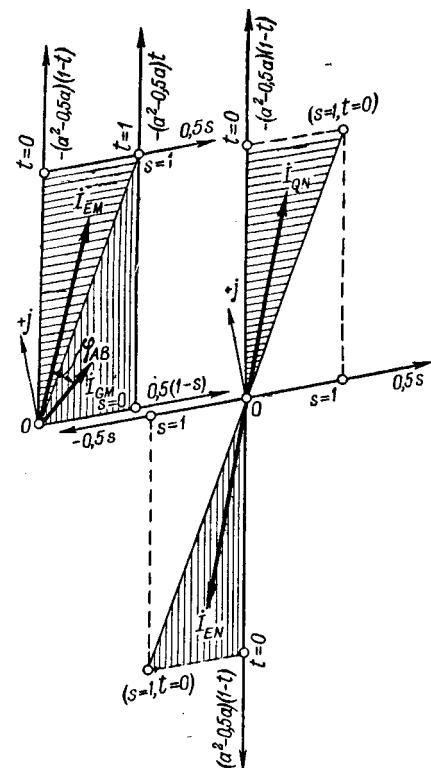


Рис. 4.

диаграммы этих токов при замыкании на землю фаз A и B (рис. 4), B и C (рис. 5), C и A (рис. 6). Штриховкой показаны геометрические места концов векторов токов при изменении переменных s и t в пределах $0 \leq s+t \leq 1$.

Полученные результаты относятся к замыканиям на землю двух фаз в разных точках сети радиального типа. При двойных замыканиях на землю в кольцевых сетях вследствие наличия совпадающих по фазе токов нулевой последовательности на обоих концах поврежденных линий углы сдвига фаз между токами на выходе фильтров на концах линий с замыканием на землю фазы A или C обычно не достигают максимальных значений, указанных в таблице.

Следовательно, дифференциально-фазная защита с указанным выше фильтром тока органа управления передатчиком отключает линию с замкнутой на землю фазой C или A и сохраняет в работе линию с поврежденной фазой B . В ряде случаев замыканий на землю фаз C и A она сохраняет в работе линию с поврежденной фазой A . Последнее согласуется с работой дистанционных защит, что важно, так как наряду с дифференциально-фазной защитой на части линий компенсированной сети может устанавливаться дистанционная защита [Л. 5].

Коэффициент K_1 фильтра типа $K_1 \dot{I}_1 + \dot{I}_2 - (a^2 + K_1 a) \dot{I}_0$ определяется из условия обеспечения преимущественного сравнения фаз суммы токов обратной и нулевой последовательностей $\dot{I}_2 - (a^2 + K_1 a) \dot{I}_0$. Учитывая, что при отрицательном коэффициенте K_1 фильтра сумма $\dot{I}_2 - (a^2 + K_1 a) \dot{I}_0$ по абсолютной вели-

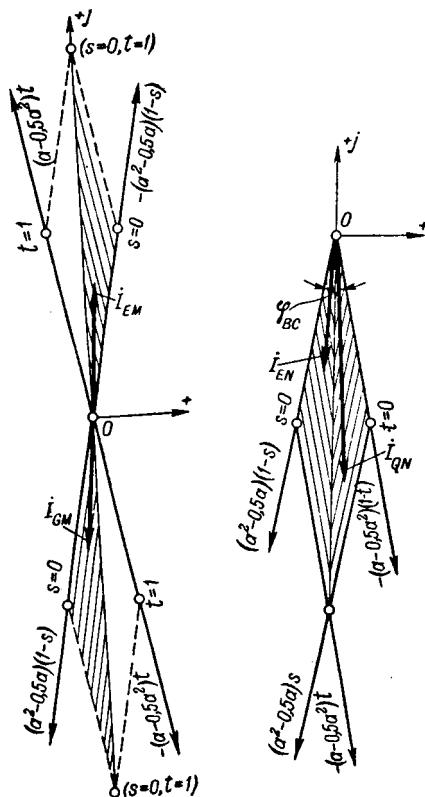


Рис. 5.

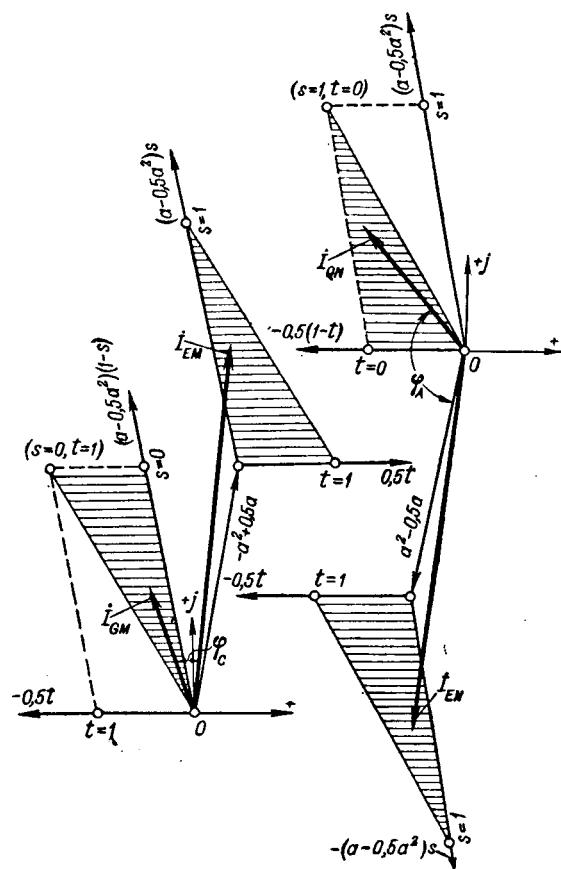


Рис. 6.

чине больше суммы $I_2 - a^2 I_0$, коэффициент K_1 можно вычислять по формуле:

$$K_1 = \frac{1}{K_{\text{зап}}} \frac{|I_2 - a^2 I_0|}{|I_1 + I_n|}, \quad (9)$$

где $K_{\text{зап}}$ — коэффициент запаса;

I_1 — аварийная составляющая тока прямой последовательности;

I_n — максимальный ток нагрузки линии.

При выполнении условия (9) для случая замыкания на землю двух фаз в расчетных точках сети, когда сумма $I_2 - a^2 I_0$ имеет наименьшую величину, обеспечивается достаточно надежное действие защиты на отключение. При любой нагрузке линии угол сдвига фаз напряжений управления передатчиками не превышает 90° .

Следует, определяющим выбор коэффициента K_1 фильтра по выражению (9), является замыкание на землю фаз A и B . Этот случай наиболее неблагоприятен, так как сумма токов обратной и нулевой последовательностей $I_2 - a^2 I_0$ или ток обратной последовательности I_2 на конце линии с поврежденной фазой A , где $I_0 = 0$ (участок GM , рис. 1), могут совпадать по фазе с током прямой последовательности. При отрицательном коэффициенте K_1 фильтра указанные токи будут сдвинуты на угол 180° , и сравнение их фаз будет подобно сравнению при повреждении вне зоны действия защиты.

Величины суммы токов $I_2 - a^2 I_0$ и тока обратной последовательности I_2 зависят от положения точек замыкания на землю фаз в сети. Ток обратной последовательности I_{2GM} на участке GM и сумму токов $I_{2EM} - a^2 I_{0EM}$ на участке EM линии с поврежденной фазой A (рис. 1) в относительных единицах можно выразить³ следующим образом:

$$I_{2GM} = 1 - s - a^2 t; \quad (10)$$

$$I_{2EM} - a^2 I_{0EM} = s - a^2(1 - t). \quad (11)$$

Если в выражениях (10) и (11) $s = 0$, то можно видеть, что по мере увеличения переменной t от 0 до 1 ток $|I_{2GM}| = \sqrt{(1+0,5t)^2 + \frac{3}{4}t^2}$ растет, а сумма токов $|I_{2EM} - a^2 I_{0EM}| = 1 - t$ уменьшается. При $t = 0$ с увеличением s ток $I_{2GM} = 1 - s$ уменьшается.

Следовательно, для выбора коэффициента K_1 фильтра защиты 2 (рис. 1) расчетными являются точки замыкания на землю, одна из которых (G) расположена у шин на защищаемой линии GM , а другая (E) непосредственно за шинами вне линии. Этим точкам соответствует минимальное значение переменной s и максимальное значение переменной t .

³ Выражения для токов получены из соответствующих формул таблицы при $K_1 = 0$.

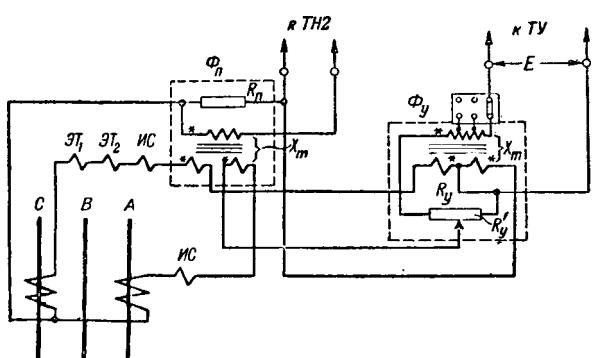


Рис. 7. Схема цепей переменного тока защиты.

Аналогично для выбора коэффициента K_1 фильтра защиты 1 (рис. 1) должны быть взяты точки замыкания фаз на землю, одна из которых (E) расположена у шин на линии GME , а другая (Q) — перед шинами вне линии. Этим точкам соответствуют наибольшее значение s и наименьшее t .

Повреждения в указанных точках дают не только минимальные значения токов \dot{I}_{2GM} и $\dot{I}_{2EM} = a^2 \dot{I}_{CEM}$, выраженных в долях тока \dot{I}_{0M} , но и минимальные их абсолютные значения.

Ток нулевой последовательности определяется по формуле [Л. 2]:

$$|\dot{I}_{0M}| = \frac{|\dot{U}_M - \dot{U}_N|}{3,5z} \times \frac{1}{1 - \frac{1,5}{3,5}(s+t) - \frac{2}{3,5}(s^2 + t^2) + \frac{2}{3,5}st}, \quad (12)$$

где \dot{U}_M, \dot{U}_N — фазные напряжения поврежденных фаз в нормальном режиме соответственно в точках замыкания на землю M и N .

Если одна из переменных s или t равна нулю, а другая возрастает, то знаменатель формулы (12) уменьшается медленнее, чем величина $1-s$ или $1-t$.

В качестве фильтра пускового органа защиты необходимо применять комбинированный фильтр токов обратной и нулевой последовательностей типа $\dot{I}_2 - a^2 \dot{I}_0$, который обеспечивает пуск защиты линии, имеющей замыкание на землю фазы B , как защиты неповрежденного участка. Токи на выходе этих фильтров на концах линии с поврежденной фазой B равны по величине.

Комбинированный фильтр токов обратной и нулевой последовательностей типа $\dot{I}_2 - a^2 \dot{I}_0$ получается путем соответствующего присоединения к трансформаторам тока фаз C и A фильтра тока обратной последовательности Φ_n пускового органа защиты типа ДФЗ-2 (рис. 7).

Таким образом, для использования дифференциально-фазной защиты типа ДФЗ-2 в сетях с малыми токами замыкания на землю в схему цепей переменного тока этой защиты необходимо внести следующие изменения:

1. Отключить трансформатор компенсации э. д. с. нулевой последовательности на выходе фильтра тока обратной последовательности.

2. Отключить вспомогательное устройство тока нулевой последовательности пускового органа.

3. Фильтры тока пускового Φ_n и органа управления передатчиком Φ_y присоединить к трансформаторам тока фаз C и A , как показано на рис. 7.

4. Настроить комбинированный фильтр тока органа управления передатчиком Φ_y на полученное по формуле (9) значение коэффициента K_1 .

5. Пусковые токовые реле $\mathcal{E}T_1$ и $\mathcal{E}T_2$ включить на ток фазы C .

Из выражения (5) видно, что коэффициент K_1 имеет отрицательный знак при $R_y < \sqrt{3}X_m$. Так как сопротивления R_y и X_m фильтра защиты типа ДФЗ-2 связаны обратным соотношением $R_y > \sqrt{3}X_m$, то для настройки фильтра на отрицательный коэффициент K_1 необходимо увеличить сопротивление взаимоиндукции между обмотками трансформатора X_m или уменьшить активное сопротивление R_y . Целесообразнее и практически удобнее второй путь, позволяющий сохранить неизменной величину сопротивления холостого хода фильтра $Z_{x,\phi}$, что, как известно [Л. 6], необходимо для стабильности фазы напряжения на выходе органа управления передатчиком. Это достигается таким включением в схему фильтра активного сопротивления R_y' , при котором током обтекается лишь часть этого сопротивления R_y' (рис. 7). Величина R_y' определяется по следующей формуле, вытекающей из выражения (5):

$$R_y' = \sqrt{3}X_m \frac{1+K_1}{1-K_1}. \quad (13)$$

В частности, для рассмотренного выше фильтра $-0,5\dot{I}_1 + \dot{I}_2 - (a^2 - 0,5a)\dot{I}_0$ активное сопротивление $R_y' = \frac{X}{\sqrt{3}}$.

С точки зрения согласования пуска защиты от реле $\mathcal{E}T_1$ и $\mathcal{E}T_2$ и от фильтрового пускового органа (при двойных замыканиях на землю) безразлично, на ток какой фазы (C или A) син. будут включены. Однако целесообразнее включать реле $\mathcal{E}T_1$ и $\mathcal{E}T_2$ в фазу C , чтобы пуск защиты линии, имеющей поврежденную фазу A (при замыкании на землю фаз C и A), этими реле осуществлялся как на неповрежденном участке.

Схема цепей оперативного тока защиты остается без изменений.

Для блокировки защит линии с поврежденной фазой B и линии с замкнутой на землю фазой A (при поврежденных фазах C и A) необходимо, чтобы высокочастотный канал был в исправном состоянии. Поэтому в качестве такого канала следует использовать провод фазы C линии.

Экспериментальные исследования, проведенные в лаборатории кафедры «Релейная защита и автоматизация энергетических систем» МЭИ им. Молотова, показали, что защита типа ДФЗ-2 с указанными изменениями схемы цепей переменного тока может применяться в сетях с малыми токами замыкания на землю. Защита действует на отключение только одного места повреждения не менее чем в $\frac{2}{3}$ случаев замыканий на землю двух фаз в разных точках сети. В остальных случаях она иногда сохраняет в работе одну из поврежденных линий.

При замыканиях на землю в разных точках сети фаз C и A защита может отключить обе поврежденные линии, несмотря на большой угол сдвига фаз между напряжениями управления передатчиками на обоих концах линии с поврежденной фазой A .

Как показали исследования, могут быть предложены следующие способы сохранения защищенной в работе одной из поврежденных линий во всех случаях двойных замыканий на землю: 1) применение для органа управления высокочастотным передатчиком комбинированного фильтра тока типа $K_1 I_1 + I_2 + n_0 I_0$ с отрицательным коэффициентом

тока K_1 и с переменным по фазе коэффициентом n_0 , что требует значительного усложнения схемы защиты; 2) дополнение защиты устройством блокировки, запрещающей действие устройства автоматического повторного включения на линии с замыканием на землю фазы C (при повреждении фаз C и A). Автор рекомендует второй способ, не требующий значительного усложнения схемы.

Литература

- Г. И. Атабеков, Е. Д. Сапир и И. И. Соловьев. Высокочастотные защиты ЦНИЭЛ МЭС, Электричество, № 9, 1949.
- А. Б. Чернин. Расчет токов двойного замыкания на землю. Электричество, № 17, 1937.
- Руководящие указания по релейной защите. ОНТИ, 1937.
- Г. И. Атабеков. Фильтры для токов фазовых последовательностей и их комбинаций. Электрические станции, № 3, 1946.
- Ю. А. Гаевенко. Новые типы дистанционных защит линий электропередач. Госэнергоиздат, 1955.
- Е. Д. Сапир. Комбинированные фильтры тока и их применение в дифференциально-фазной высокочастотной защите. Труды ЦНИЭЛ МЭС, вып. 1, 1953.

[29. 9. 1956]



К расчету электромагнитных реле в схемах с конденсаторами

Кандидат техн. наук Н. М. ЗУЛЬ и кандидат техн. наук К. Г. МИТЮШКИН

Москва

Ряд релейных устройств автоматического повторного включения [Л. 1 и 2], устройств защиты [Л. 3], автоматического запуска в телеуправлении, релейных счетных схем и некоторые другие устройства в последнее время применяются с использованием тока переходного процесса при разряде или заряде конденсатора через обмотку реле.

Выбор параметров электромагнитного реле и конденсаторов для этих устройств производится обычно опытным путем; при этом часто выполняется предварительный расчет по методике [Л. 3 и 8], позволяющей только определить емкость, необходимую для работы электромагнитного механизма (отключающие катушки, реле) при заданном числе витков обмотки и заданном напряжении. Эта методика также не учитывает ряда особенностей импульсного характера разряда конденсатора.

Использование в этих схемах источника энергии с ограниченным запасом энергии (заряженный конденсатор) приводит к тому, что надежная работа устройства в значительной степени зависит от правильного выбора параметров реле и в первую очередь от параметров его обмотки.

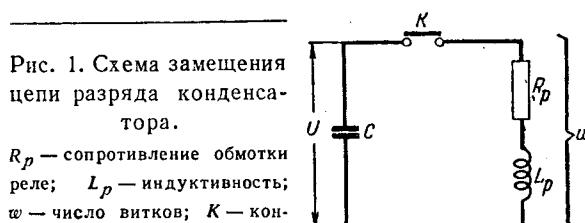
До настоящего времени не был разработан метод расчета оптимальных параметров рассматриваемых схем — оптимального числа витков обмотки и соответствующей этой обмотке мини-

мальной емкости конденсатора. В настоящей статье сообщаются результаты исследования, на основании которого был разработан такой метод применительно к реле защиты, кодовым и телефонным реле нормального исполнения.

Схема замещения цепи разряда конденсатора приведена на рис. 1.

Рассмотрим два возможных режима работы — апериодический и периодический процесс разряда конденсатора — и найдем зависимость изменения намагничивающей силы реле F , создаваемой разрядным током конденсатора, от изменения основных параметров схемы: напряжения источника питания V , емкости C и числа витков обмотки w .

Выражения для амплитуды свободного тока соответственно апериодического и периодического процесса известны из [Л. 4]. В соответствии с [Л. 5 и 6] сопротивление обмотки $R =$



$= \frac{a}{k_3} \omega^2$; индуктивность обмотки $L = k\omega^2$; коэффициент затухания $b = \frac{a}{2 \cdot k_3 \cdot k}$ [a — коэффициент, зависящий от материала обмоточного провода и геометрических размеров намотки (см. приложение); k_3 — коэффициент заполнения; k — коэффициент, определяемый магнитной проводимостью воздушного зазора].

В первом приближении значение k может считаться при отпущенном якоре реле величиной постоянной, не зависящей от величины F [Л. 7]. Кривые значений k для телефонных и кодовых реле, подтверждающих это положение, представлены в [Л. 5].

Используя указанные в [Л. 4] выражения и производя ряд преобразований, получаем:

$$F_{m.an} = I_{m.an} \cdot \omega = \frac{1}{2 \sqrt{1 - \frac{m}{\omega^2 C}}} ; \quad (1)$$

$$= U \sqrt{\frac{C}{k}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{m}{\omega^2 C}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{m}{\omega^2 C}}} \right) ; \quad (1)$$

$$F_{m.n} = U \sqrt{\frac{C}{k}} e^{-\frac{1}{\sqrt{\frac{m}{\omega^2 C} - 1}}} \arctg \sqrt{\frac{m}{\omega^2 C} - 1} , \quad (2)$$

где

$$m = \frac{4k \cdot k_3}{a^2} .$$

Анализ приведенных выражений (1) и (2) показывает следующее:

1. Наиболее резкое увеличение значений F_m при увеличении C происходит в области периодического процесса.

К тому же абсолютные значения емкости, которые необходимы для получения апериодического процесса, в большинстве практических случаев получаются весьма значительными (порядка 50...100 мкФ и выше), что связано с удорожанием и увеличением габаритов устройств. Поэтому есть основания полагать, что решение вопроса следует искать в области периодического разряда (как показано ниже, это предположение полностью оправдывается).

2. Наибольшие значения F_m при увеличении значения ω от 0 до ∞ соответствуют периодическому процессу.

3. F_m как при апериодическом, так и при периодическом процессе изменяется прямо пропорционально изменению напряжения.

В рассматриваемом режиме работы реле продолжительность импульса возбуждения ограничена временем переходного процесса при разряде конденсатора. Поэтому наряду с обеспечением требуемой величины намагничивающей силы необходимо обеспечить достаточную для срабатывания продолжительность импульса возбуждения. Выразим зависимость периода

собственных колебаний T , определяющего продолжительность импульса возбуждения реле, от величин ω и C :

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{k\omega^2 C} - \frac{a^2}{4k_3^2 k^2}}} . \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что как увеличение значения C , так и увеличение значения ω приводят к увеличению периода собственных колебаний.

Для выяснения возможности использования в расчетах полученных выше формул было проведено сравнение величин F_m и T , подсчитанных по выражениям (2) и (3), с соответствующими экспериментальными данными для реле различных типов (ЭП-101, ЭП-242, РП-2 и РКН). Это сравнение показало, что погрешность при подсчетах с использованием коэффициентов k , k_3 и a не превышает 5...6%. Анализ полученных осциллограмм показал, что значение I_m при срабатывании реле уменьшается на 10...20% по сравнению с амплитудой тока при разряде конденсатора на обмотку реле с якорем, задержанным в отпущенном положении (значение T при этом увеличивается). Точный учет этого изменения представляет значительные трудности. Однако для практических расчетов оно может быть учтено соответствующим динамическим коэффициентом.

Анализ осциллограмм показал также, что во всех исследованных случаях имеет место быстро затухающий периодический процесс, и импульсом возбуждения реле является, по существу, первая полуволна кривой тока.

Выведенные выше соотношения используются при разработке приведенного ниже приближенного метода расчета реле, работающих в схеме с конденсаторами.

Цель расчета состоит в определении минимальной емкости, необходимой для срабатывания реле с заданным коэффициентом надежности, и определении обмоточных данных реле, соответствующих этой емкости.

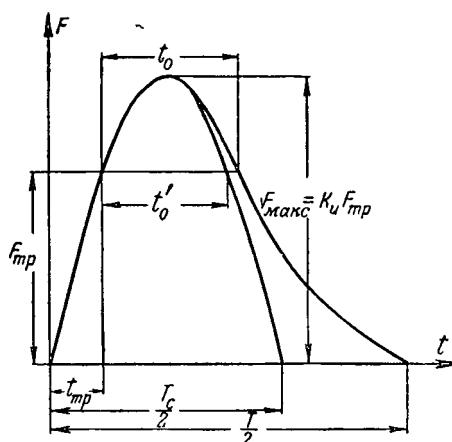
Очевидно, при импульсном возбуждении условие срабатывания реле может быть записано в виде:

$$t_0 \geq t_{\partial\theta},$$

где t_0 — отрезок времени, в течение которого значение F в обмотке должно быть больше или равно н. с. трогания реле F_{mp} (рис. 2);

$t_{\partial\theta}$ — время движения (перелета) якоря.

Условие $t_0 = t_{\partial\theta}$ можно обеспечить импульсами различной формы: с меньшей амплитудой F_m и большей продолжительностью $t_0 = \frac{T}{2}$ и соответственно с большей амплитудой и меньшей продолжительностью.

Рис. 2. Аппроксимация кривой $F = f(t)$.

При заданном значении t_0 и F_{mp} форма импульса разрядного тока может быть охарактеризована коэффициентом импульса

$$k_u = \frac{F_u}{F_{mp}}. \quad (4)$$

Из выражений (2) и (3) следует, что с точки зрения изменения емкости конденсатора как увеличению амплитуды F_u , так и увеличению периода собственных колебаний T соответствует увеличение значения C .

Вследствие этого можно предположить, что при изменении формы импульса и одновременном выполнении условия $t_0 = t_{\partial\delta}$ какому-то значению k_u будет соответствовать минимальная величина емкости C . Очевидно, это и будет оптимальный случай. В итоге ряда преобразований получено:

$$C = \left(\frac{F_{mp} k_u}{U} \right)^2 k \cdot e^{\frac{-2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u}}. \quad (5)$$

Выражение (5) и представляет собой иско-мую зависимость

$$C = f(k_u, t'_0).$$

Для получения этой зависимости реальная кривая $F = f(t)$ была аппроксимирована синусоидой с периодом

$$T_c = 4t_u = \frac{4}{\omega_0} \operatorname{arctg} \frac{\omega_0}{b}$$

и амплитудой

$$F_u = k_u \cdot F_{mp},$$

где t_u — момент времени, при котором ток периодического разряда конденсатора

$$i = U \frac{e^{-bt}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t$$

достигает максимума (рис. 2).

Сравнительные расчеты показывают, что эта аппроксимация связана с увеличением коэффициента запаса на срабатывание реле в среднем на 15 %.

Найдем минимум функции (5) при изменении k_u , полагая t'_0 постоянным:

$$\frac{dC}{dk_u} = 2 \left(\frac{F_{mp}}{U} \right)^2 k \cdot k_u \cdot e^{\frac{-2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u}} \left[1 - \frac{bt'_0}{\pi \sqrt{k_u^2 - 1} \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u} \right)^2} \right] = 0,$$

откуда из уравнения

$$\pi \sqrt{k_u^2 - 1} \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u} \right)^2 - bt'_0 = 0 \quad (6)$$

получаем условие минимума функции (5).

Из этого уравнения определяется оптимальный коэффициент k_u^{optm} , соответствующий минимуму емкости C_{min} . По уравнению (6) может быть построена кривая зависимости

$$k_u^{optm} = f(bt'_0).$$

Определяя по заданным значениям $t'_0 = t_{\partial\delta}$ и b значение k_u^{optm} и подставляя его в выражение (5), находим искомое значение C_{min} . При этом для надежного срабатывания реле заданное значение F_{mp} необходимо увеличить, умножив его на коэффициенты k_{cp} и $k_{зап. дин}$ (k_{cp} — коэффициент запаса на срабатывание реле, значение которого выбирается, исходя из допустимых величин изменения напряжения питания и механических характеристик реле; $k_{зап. дин}$ — коэффициент запаса, учитывающий уменьшение амплитуды импульса при срабатывании реле, равный для рассматриваемых типов реле 1,15...1,25).

Хотя величины F_{mp} и $t_{\partial\delta}$ для данного типа реле не являются строго постоянными и зави-

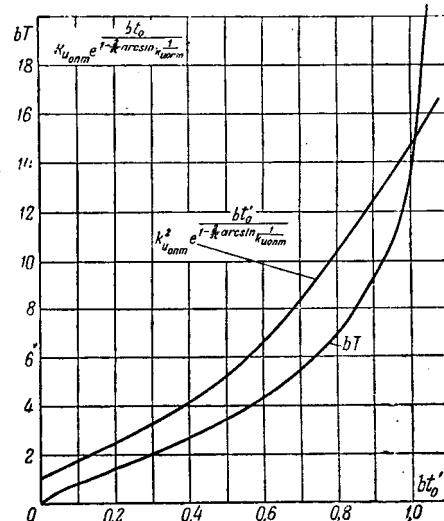


Рис. 3. Расчетные кривые для определения минимальной емкости конденсатора и оптимального числа витков реле.

сят, в частности, от изменения формы и амплитуды импульса тока, однако при расчетах реле нормального типа, работающих на постоянном токе, изменением F_{mp} и $t_{\partial\theta}$ часто пренебрегают, тем более, что учет этих факторов, чрезвычайно усложняя расчет, затрудняет его практическое применение.

Специально проведенная экспериментальная проверка показала, что и в рассматриваемом случае это допущение может быть принято, особенно принимая во внимание, что увеличение F_{mp} обычно сопровождается уменьшением $t_{\partial\theta}$, и наоборот. При приближенных расчетах можно рекомендовать значения F_{mp} и t_0' принимать равными соответственно F_{mp} и $t_{\partial\theta}$ реле данного типа при работе его на постоянном токе с коэффициентом запаса на срабатывание

$$k_{cp} \approx 2 \dots 2,5.$$

Для определения числа витков w_{onm} , соответствующих минимальной емкости C_{min} , воспользуемся выражением

$$w_{onm} = T \sqrt{\frac{1}{kC_{min} [(bT)^2 + 4\pi^2]}}. \quad (7)$$

Для облегчения подсчетов величин C_{min} (5) и w_{onm} (7) были построены кривые зависимостей (рис. 3) входящих в эти формулы величин от (bt_0') , являющихся заданными величинами при расчете

$$(k_u^{onm})^2 e^{-\frac{bt_0'}{1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u^{onm}}}} = f(bt_0') \text{ и } bT = f(bt_0').$$

Приведенная кривая $bT = f(bt_0')$, в частности, подтверждает сделанное выше предположение, что оптимальному случаю работы реле в схемах с конденсаторами соответствует периодический процесс. Действительно, для рассматриваемых типов реле значения $bt_0' < 1$, а из кривой следует, что апериодический разряд ($bT \rightarrow \infty$) имеет место лишь при $bt_0' > 1,1$.

Таким образом, используя выражения (5), (7) и кривые рис. 3, легко можно определить искомые значения C_{min} и w_{onm} , а именно:

1) по заданным значениям b и $t_0' = t_{\partial\theta}$ определяются по кривым рис. 3 значения

$$(k_u^{onm})^2 e^{-\frac{bt_0'}{1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u^{onm}}}} \text{ и } bT;$$

2) учитывая заданные величины F_{mp} , U и коэффициенты k , k_{cp} и $k_{зап.дик}$, по выражению (5) определяется C_{min} ;

3) по выражению (7) после подстановки в него найденных значений T и C_{min} , определяется w_{onm} .

Зная размеры катушки и число витков, легко определить и требуемый диаметр провода.

Очевидно, по приведенным выражениям можно определить также значение U , необходимое для надежного срабатывания реле при заданных значениях F_{mp} и C , а также выбрать наиболее подходящее по своим параметрам реле из имеющихся в наличии.

Проведенная экспериментальная проверка расчетных параметров показала хорошее совпадение их с опытными данными (ошибка до 15...20% в сторону запаса).

Приложение. Пример расчета оптимальных обмоточных данных реле и минимальной емкости конденсатора для схемы с действием реле от тока разряда конденсатора.

Дано реле типа РКН; напряжение питания $U = 48$ в. Намагничающая сила трогания $F_{mp} = 95$ а.в.

Время движения якоря $t_{\partial\theta} = (8 \dots 10) \cdot 10^{-3}$ сек.

Размеры катушки: $h = 7,5$ мм; $l = 60,5$ мм, $D_0 = 9,5$ мм (рис. 4).

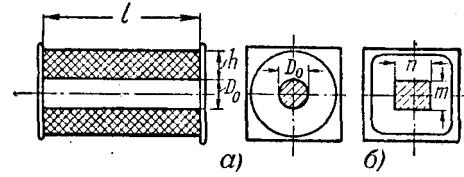


Рис. 4. Эскизы катушек реле.

а — с круглым сердечником; б — с плоским сердечником.

Значение коэффициента $k = 20 \cdot 10^{-8}$ гн $\left(k = \frac{L}{w^2} \right)$ и легко определяется при отпущенном якоре реле).

Принимаем: значение $t_0' = t_{\partial\theta} = 9 \cdot 10^{-3}$ сек. Значение коэффициента срабатывания $k_{cp} = 1,5$.

Значение коэффициента запаса $(k_{зап.дик})_{дик} = 1,2$.

Значение коэффициента заполнения $k_3 = 0,55$.

Значение коэффициента укладки $k_y = 0,9 \dots 0,95$.

1. Находим значение коэффициента a :

$$a = \frac{\pi \cdot \rho \cdot 10^{-3}}{l \cdot h} (D_0 + h)^* = \frac{\pi \cdot 0,0173 \cdot 10^{-3}}{60,5 \cdot 7,5} (9,5 + 7,5) = 2,1 \cdot 10^{-6} \text{ ом.}$$

2. Определяем значение коэффициента затухания:

$$b = \frac{a}{2k \cdot k_3} = \frac{2,1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-8} \cdot 0,55} = 9,55 \text{ л/сек.}$$

3. По кривым рис. 3 находим для значения $bt_0' = 0,086$

$$(k_u^{onm})^2 e^{-\frac{bt_0'}{1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u^{onm}}}} = 1,69;$$

$$bt = 0,72, \text{ откуда } T = \frac{0,72}{9,55} = 0,075 \text{ сек.}$$

4. Определяем с учетом коэффициентов k_{cp} и $k_{зап.дик}$ значение минимальной емкости конденсатора,

* Для круглого сердечника; для плоского сердечника $a = \frac{\pi \cdot \rho \cdot 10^{-3}}{l \cdot h} \left(m + \frac{2n}{\pi} + h \right)$.

Распределение допустимых потерь напряжения в сельских сетях

Доктор техн. наук, проф. И. А. БУДЗКО,
кандидат техн. наук Н. Н. АСТАФЬЕВ

Московский институт механизации и электрификации
сельского хозяйства им. Молотова

Если в сельских сетях регулирование напряжения не применяется, то экономическая плотность тока в проводах линий 6 или 10 и 0,38 кв обеспечена быть не может, так как отклонения напряжения у потребителей выходят за допустимые пределы. В связи с этим в большинстве случаев сельские сети приходится рассчитывать по допустимым отклонениям напряжения у потребителей, которые, согласно действующим «Правилам устройства электротехнических установок», не должны выходить за пределы +7,5 ... -10% номинального напряжения сети. В результате этого расчета определяется допустимая величина суммарной потери напряжения в сетях 6 или 10 и 0,38 кв [Л. 1], которая должна быть распределена между сетями двух ступеней напряжения наиболее выгодным образом.

Руководящие указания по проектированию сельских электроустановок рекомендуют производить такое распределение, исходя из условия минимального расхода проводникового материала [Л. 2]. Однако конкретных указаний, как производить это распределение, Руководящие указания не дают, метод же вариантовых расчетов весьма трудоемок. В результате на практике суммарные потери напряжения между сетями 6 или 10 кв и сетями 0,38 кв распределяются большей частью поровну, что приводит к перерасходу первоначальных капиталовложений и металла проводов, так как такое распределение не является оптимальным.

На рис. 1 приведены соответствующие зависимости для конкретной сети с напряжениями 10

и 0,38 кв и допустимой суммарной потерей напряжения 14% номинального напряжения. Зависимости построены для сетей низкого напряжения двух районов. Можно видеть, что распределение потерь напряжения поровну приводит в первом районе к перерасходу металла на 15% против оптимального. Следовательно, важно разработать метод, позволяющий сравнительно легко находить оптимальные соотношения.

Кривые рис. 1 показывают также, что минимумы суммарных капиталовложений и затрат металла на сети 10 и 0,38 кв практически совпадают. Минимум эксплуатационных расходов не может иметь места, если распределение допустимых потерь напряжения значительно отличается от распределения, соответствующего минимуму капиталовложений, так как процент отчислений на амортизацию и текущий ремонт примерно одинаков для сетей обоих напряжений.

Суммарные потери мощности зависят от суммарных потерь напряжения и почти не изменяются от того, как они будут относительно распределены между сетью низкого и сетью высокого напряжений, если та и другая сети разветвлены. Суммарные потери мощности могут изменяться лишь с изменением числа часов потерь.

В силу сказанного найдем распределение допустимых потерь напряжения, соответствующее только минимуму расхода проводникового металла. Будем учитывать лишь активные сопротивления проводов, т. е. будем исходить из того, что $\cos \varphi + \frac{x_0}{r_0} \sin \varphi \approx 1$. При $\cos \varphi =$

при которой обеспечивается надежное срабатывание реле:

$$C_{\min} = \left(\frac{F_{mp} k_c p k_{\text{зап.дис}}}{U} \right)^2 k (k_u^{onm})^2 e^{-\frac{1}{\pi} \arcsin \frac{1}{k_u^{onm}}} = \\ = \left(\frac{95 \cdot 1,5 \cdot 1,2}{48} \right)^2 20 \cdot 10^{-8} \cdot 1,69 = 4,25 \text{ мкФ.}$$

5. Находим число витков, соответствующее C_{\min} :

$$w_{onm} = T \sqrt{\frac{1}{k \cdot C_{\min} [(Tb)^2 + 4\pi^2]}} = \\ = 0,075 \sqrt{\frac{1}{20 \cdot 10^{-8} \cdot 4,25 \cdot 10^{-6} (0,52 + 39,6)}} = 12600 \text{ витков.}$$

6. Требуемый диаметр провода при заданных размерах катушки и $w = 12600$ витков $d = 0,15 \text{ мм.}$

7. Проверка значения коэффициента k_s .

При $d = 0,15 \text{ мм.}$

$$k'_3 = 0,61;$$

$$k_3 = k'_3 k_y = 0,61 \cdot 0,925 = 0,565.$$

Литература

1. М. М. Богина, И. И. Соловьев и М. И. Царев. Устройства трехфазного автоматического повторного включения линий электропередачи. Электрические станции, № 5, 1951.
2. И. И. Соловьев. Автоматизация энергетических систем. Госэнергоиздат, 1956.
3. П. М. Мельник. Релейная защита на оперативном переменном токе. Гостехиздат, 1952.
4. К. А. Круг. Основы электротехники, т. I, стр. 439—449. Госэнергоиздат, 1946.
5. М. И. Витенберг. Расчет телефонных и кодовых реле. Госэнергоиздат, 1947.
6. Ф. А. Ступель. Расчет и конструкция электромагнитных реле. Госэнергоиздат, 1950.
7. Б. С. Сотсков. Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры. Госэнергоиздат, 1950.
8. Ф. А. Ступель. Использование энергии заряда конденсаторов для действия отключающих катушек аппаратов. Электрические станции, № 6, 1939.

[25. 4. 1956]



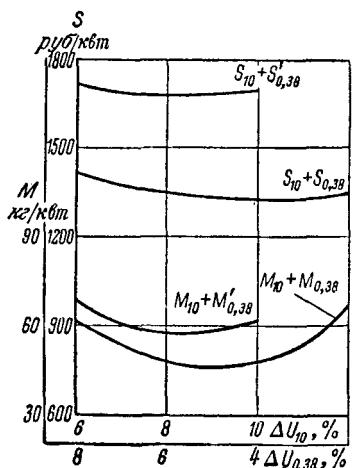


Рис. 1. Зависимость капиталовложений и расхода металла от распределения допустимой потери напряжения между сетью 10 кВ и сетью 0,38 кВ.

= 0,7...0,9 для большинства применяемых в сельских сетях сечений проводов это дает ошибку не более 10%, что допустимо ввиду пологости кривых изменения расхода металла вблизи минимума.

Рассмотрим упрощенную схему сельской электрической сети, показанную на рис. 2. В этой схеме принято, что линия высокого напряжения питает только одну сетьевую подстанцию и что все линии низкого напряжения имеют одинаковую длину и одинаковую нагрузку.

В соответствии с принятым допущением в любой рассматриваемой линии с нагрузкой на конце потеря напряжения

$$\Delta U = \sqrt{3} I r_0 l,$$

откуда

$$r_0 = \frac{\Delta U}{\sqrt{3} I l} \text{ или } \frac{1}{r_0} = \frac{\Delta U}{\sqrt{3} I l},$$

а объем одного провода

$$V = ls = \frac{\sqrt{3} I l^2}{\Delta U \gamma}.$$

Если потери напряжения выразить в процентах, то объем металла в сети низкого напряжения при k отходящих линиях от сетевой подстанции

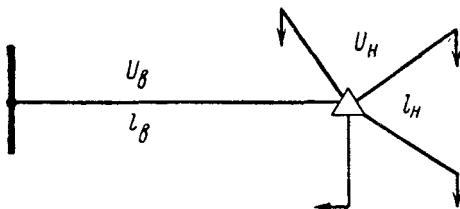
$$V_n = 3,5 k l_n s_n = \frac{\sqrt{3} I_n l_n^2 \cdot 100}{\Delta U_n U_n \gamma} k \cdot 3,5,$$

где 3,5 — коэффициент для четырехпроводной линии при $s_0 = 0,5s$, а объем металла в линии высокого напряжения

$$V_b = 3s_b l_b = \frac{\sqrt{3} I_b l_b^2 \cdot 100}{(\Delta U_{don} - \Delta U_n) U_b \gamma} 3.$$

Минимум объема металла по обеим сетям найдем, дифференцируя сумму $V_n + V_b$ по ΔU_n и приравнивая производную нулю:

$$-3,5k \frac{\sqrt{3} I_n l_n^2 \cdot 100}{(\Delta U_n)^2 \gamma U_n} + 3 \frac{\sqrt{3} I_b l_b^2 \cdot 100}{(\Delta U_{don} - \Delta U_n)^2 U_b \gamma} = 0,$$



откуда

$$\frac{\Delta U_n}{\Delta U_{don}} = \frac{l_n}{l_{don}} \sqrt{\frac{3 I_n U_n}{3,5 k l_n U_B}}.$$

Учитывая, что

$$\frac{I_n}{k l_n} \approx \frac{U_n}{U_B},$$

окончательно получим:

$$\frac{\Delta U_n}{\Delta U_{don}} = 0,924 \frac{l_n U_n}{l_{don} U_B}.$$

Если нагрузка линии низкого напряжения равномерно распределенная, что обычно имеет место, то отношение потерь напряжения должно быть увеличено в $\sqrt{2}$ раза, тогда

$$\frac{\Delta U_n}{\Delta U_{don}} = 1,31 \frac{l_n U_n}{l_{don} U_B}.$$

Это выражение совпадает с полученным В. Г. Холмским в более общем виде для городских электрических сетей в районах малоэтажной застройки [Л. 3].

При разветвленных линиях низкого напряжения также можно получить точные формулы для оптимального распределения потерь напряжения, однако эти формулы сложны и неудобны для пользования. Расчетные формулы еще более усложняются, если разветвлены и сеть высокого напряжения. Многочисленные сравнительные расчеты показывают, что в этом наиболее распространенном случае с достаточной для практики точностью можно пользоваться соотношением

$$\frac{\Delta U_n}{\Delta U_{don}} = 1,31 \frac{l_{n,cpr}}{l_{don,cpr}} \frac{U_n}{U_B},$$

где $l_{n,cpr}$ и $l_{don,cpr}$ — средние длины отходящих линий высокого и низкого напряжений.

Пользование предложенной простой формулой позволяет значительно более правильно распределять потерю напряжения между сетями высокого и низкого напряжений и в ряде случаев получить сокращение расхода металла на 10...15%.

Литература

1. И. А. Будзко. Сельские электрические сети, стр. 169—179. Сельхозгиз, 1955.

2. Руководящие указания по проектированию сельских электроустановок, т. V, стр. 161. Гипросельэлектро, 1952.

3. В. Г. Холмский. Некоторые возможности повышения технических и экономических показателей электрических сетей в районах малоэтажной застройки. Доклады к 3-й научно-технической сессии по городским электрическим сетям, вып. 2, 1955.



О выборе напряжения высоковольтной сети нефтеперерабатывающих заводов

Кандидат техн. наук С. С. ИОСИФОВ

Установленная мощность токоприемников на современном нефтеперерабатывающем заводе достигает 200 Мвт, потребляемая мощность — 100 Мвт, стоимость оборудования и сети высокого напряжения — 40 ... 50 млн. руб., расход цветного металла на это оборудование и сеть — 800 ... 1 000 т. Современный нефтеперерабатывающий завод получает электроэнергию от собственной ТЭЦ, установленная мощность которой достигает 200 ... 300 Мвт.

Весьма важным является вопрос о правильном выборе напряжения сети высокого напряжения нефтеперерабатывающего завода.

На практике электроснабжение заводов с установленной мощностью токоприемников порядка 50 Мвт осуществляется на генераторном напряжении 6 кв, а заводов с установленной мощностью токоприемников 100 ... 200 Мвт — на напряжении 35/6 кв. Применение же напряжений 10/3 или 10/6 кв считается невыгодным и нецелесообразным. Однако эта практика не подкреплена сколько-нибудь достоверными расчетами.

Ниже приводится исследование выгодности и целесообразности того или иного напряжения для заводов с установленной мощностью токоприемников 50, 100 и 200 Мвт, и определяются границы применимости различных напряжений для отдельно взятых установок.

Принятые при исследовании схемы электроснабжения заводов при напряжении 35, 10 и 6 кв, а также схемы электрических соединений понизительных подстанций 35/6 кв, опорных подстанций или центральных распределительных пунктов 10/3 и 6 кв представлены на рис. 1, 2 и 3.

Распределительные устройства 6(10) и 35 кв на ТЭЦ приняты с двойной системой шин, распределительные же устройства 3; 6; 10 и 35 кв заводских подстанций — с одинарной системой шин. Все распределительные устройства — закрытого типа, а трансформаторы — для наружной установки. Масляные выключатели 35 кв — типа МКП-35, а 6 кв — типа ВМГ-133. Исходя из опыта проектирования, на каждые 200 квт установленной мощности принято по одной ячейке 6 (10) кв. Числа подстанций 35/6 кв, опорных подстанций 10/3 кв или центральных распределительных пунктов 6 кв приняты наиболее оптимальными для заданных напряжений и установленных мощностей токоприемников.

Приняты наиболее употребительные на нефтеперерабатывающих заводах типы двигателей 3 и 6 кв: асинхронные — ДАМ6 и ДАМСО, синхронные — СМ-350-750 и МС-320. На долю асинхронных и синхронных двигателей высокого напряжения приходится по 25 % общей установленной мощности токоприемников завода.

Трансформаторы 3; 6; 10/0,4 кв приняты мощностью 320, 560 и 750 ква, трансформаторы 35/6 кв (на подстанциях) — 7,5; 10 и 15 Мва. Повышательные трансформаторы на ТЭЦ — трехобмоточные напряжением 6 (10)/35/110 кв, мощ-

ностью 31,5 и 60 Мва. Заводские трансформаторы загружены в среднем на 50% (100% резерв).

Распределительная сеть 6; 10 и 35 кв — кабельная. Сечения кабелей приняты, исходя из экономической плотности тока, равной 2 а/мм². Расчетная длина кабелей принята на 25% больше теоретической (с учетом поворотов и пр.). Питающая сеть (от опорных подстанций или центральных распределительных пунктов к отдельным потребителям) — также кабельная. Стоимость питающей сети, потери и расход цветного металла в ней определены с учетом плотности нагрузки, радиуса действия подстанции, наличия резерв-

Секции шин распределительного устройства ТЭЦ

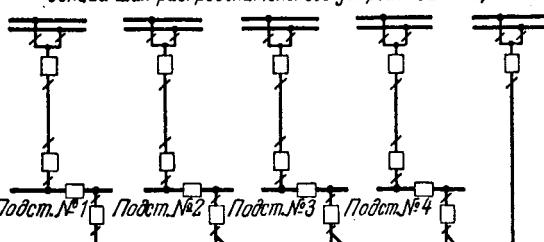


Рис. 1. Схема электроснабжения группы подстанций напряжением 6; 10 и 35 кв.

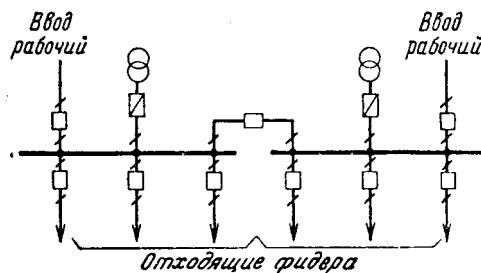


Рис. 2. Схема электрических соединений подстанции с первичным напряжением 3; 6 и 10 кв.

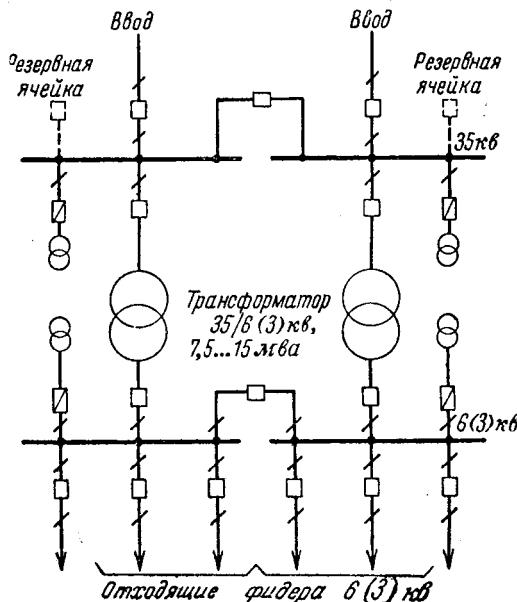


Рис. 3. Схема электрических соединений подстанций 35/6(3) кв.

ных кабелей, влияния токов короткого замыкания и пр.

При определении показателей системы электроснабжения напряжением 10/3 кв ради упрощения расчетов принято, что крупные двигатели мощностью 200 квт и выше питаются непосредственно от сети 10 кв через индивидуальные силовые трансформаторы 10/0,5 и 10/3 кв по схеме блока трансформатор — двигатель. Двигатели мощностью 200 ... 350 квт приняты напряжением 0,5 кв, а двигатели большей мощности — 3 кв. Мощность каждого индивидуального трансформатора принята в среднем в 1,5 раза больше номинальной мощности двигателя. При сравнении такое допущение идет в ущерб системе 10/3 кв. Как правило, целесообразно применять крупные трансформаторы 10/3 кв с тем, чтобы питать от каждого из них группу двигателей мощностью, от 100 квт и выше.

Принятые основные расчетные данные приведены в табл. 1.

Стоимости, потери электроэнергии и расход цветного металла для завода с установленной мощностью токоприемников 50 Мвт приведены

Таблица 1

Наименование расчетных данных	Установленная мощность		
	50 Мвт	100 Мвт	200 Мвт
Длина стороны квадратной заводской площади, км	1,5	2,0	2,7
Число подстанций 35/6 или 35/3 кв	4	6	8
Число опорных подстанций или центральных распределительных пунктов 10/3 кв	9	16	24
То же 6 кв	12	20	32
Мощность одного трансформатора 35/6 или 35/3 кв, Мва	7,5	10	15
Установленная мощность трансформаторов 6(10)/35/110 кв на ТЭЦ, Мва	31,5	60	120
То же заводских трансформаторов 35/6 или 35/3 кв, Мва	60	120	240
То же индивидуальных трансформаторов 10/0,5 и 10/3 кв для двигателей, Мва	37,5	75	150
То же общих трансформаторов 3; 6; 10/0,4 кв, Мва	40,0	80	160
Сечение кабеля 35 кв, мм ²	70	95	120
Сечение кабеля распределительной сети 10 кв, мм ²	95	120	150
То же 6 кв, мм ²	120	150	185

Таблица 2

Показатели	Напряжение, кв	Двигатели	Трансформаторы	Распределительные устройства	Распределительные сети	Питающие сети	Всего
Стоимость сети и электрооборудования, млн. руб.	6 10/3 35/6 35/3	3,09 2,19 3,09 2,45	1,20 2,30 2,61 2,61	3,68 3,66 5,77 5,77	1,56 1,17 1,11 1,11	0,84 0,82 1,43 2,20	10,37 10,14 14,01 14,14
Стоимость части ТЭЦ, покрывающей потери электроэнергии, млн. руб.	6 10/3 35/6 35/3	1,77 1,54 1,77 1,61	0,56 1,07 1,57 1,57	— — — —	0,68 0,44 0,10 0,10	0,16 0,10 0,26 0,53	3,17 3,15 3,70 3,81
Потери активной мощности, Мвт	6 10/3 35/6 35/3	1,01 0,88 0,01 0,92	0,32 0,61 0,90 0,90	— — — —	0,39 0,25 0,06 0,06	0,09 0,06 0,15 0,30	1,81 1,80 2,12 2,18
Приведенный вес меди и свинца, т	6 10/3 35/6 35/3	28 23 28 25	18 35 37 37	— — — —	109 75 41 41	46 39 78 140	201 172 184 243

Таблица 3

Показатели	Напряжение, кв	Двигатели	Трансформаторы	Распределительные устройства	Распределительные сети	Питающие сети	Всего
Стоимость сети и электрооборудования, млн. руб.	6 10/3 35/6 35/3	6,17 4,37 6,17 4,90	2,40 4,60 5,12 5,12	7,12 7,15 10,22 10,22	3,95 2,95 2,13 2,13	1,72 1,57 3,16 4,83	21,36 20,64 26,80 27,20
Стоимость части ТЭЦ, покрывающей потери электроэнергии, млн. руб.	6 10/3 35/6 35/3	2,66 2,30 2,66 2,42	0,83 1,6 2,24 2,24	— — — —	1,25 0,75 0,21 0,21	0,24 0,16 0,43 0,87	4,98 4,81 5,54 5,74
Потери активной мощности, Мвт	3 10/3 35/6 35/3	2,02 1,75 2,02 1,84	0,63 1,22 1,70 1,70	— — — —	0,95 0,57 0,16 0,16	0,18 0,12 0,33 0,66	3,78 3,66 4,21 4,36
Приведенный вес меди и свинца, т	6 10/3 35/6 35/3	55 46 55 49	36 70 69 69	— — — —	283 196 89 89	95 77 173 307	474 389 386 514

Таблица 4

Показатели	Напряжение, кв	Двигатели	Трансформаторы	Распределительные устройства	Распределительные сети	Питающие сети	Всего
Стоимость сети и электрооборудования, млн. руб.	6	12,34	4,80	13,80	9,68	3,68	44,30
	10/3	8,74	9,20	13,85	6,70	3,52	42,01
	10/3*	8,74	9,20	13,85	5,99	3,52	41,30
	35/6	12,34	9,70	17,66	4,04	7,35	51,09
	35/3	9,80	9,70	17,66	4,04	11,20	52,40
Стоимость части ТЭЦ, покрывающей потери электроэнергии, млн. руб.	6	4,12	1,28	—	2,69	0,40	8,49
	10/3	3,57	2,49	—	1,62	0,28	7,96
	10/3*	3,57	2,49	—	1,81	0,28	8,15
	35/6	4,12	3,37	—	0,50	0,79	8,77
	35/3	3,75	3,37	—	0,50	1,55	9,17
Потери активной мощности, Мвт	6	4,04	1,26	—	2,64	0,39	8,33
	10/3	3,50	2,44	—	1,59	0,27	7,80
	10/3*	3,50	2,44	—	1,78	0,27	7,99
	35/6	4,04	3,30	—	0,49	0,77	8,60
	35/3	3,68	3,30	—	0,49	1,52	8,99
Приведенный вес меди и свинца, т	6	110	72	—	735	201	1 118
	10/3	92	140	—	470	173	875
	10/3*	92	140	—	424	173	829
	35/6	110	138	—	179	402	829
	35/3	98	138	—	179	712	1 127

* Плотность тока в распределительной сети повышена против экономической на 10,7% с тем, чтобы общий расход цветного металла в системе электроснабжения 10/3 кв был одинаков с расходом в системе 35/6 кв.

в табл. 2, 100 Мвт — в табл. 3, 200 Мвт — в табл. 4. Стоимости даны в ценах 1950 г., помимо стоимости оборудования и материалов, в них включены расходы на транспорт, монтаж, строительные и другие работы. Расходы на монтаж, транспорт и пр. двигателей взяты в размере 20% их прейскурантной стоимости, а на монтаж, транспорт, фундаменты, ограждения и пр. трансформаторов — 50%. При исчислении стоимости распределительных устройств средняя стоимость заводской ячейки 6 кв принята равной 12 тыс. руб., заводской ячейки 10 кв — 12,5 тыс. руб., ячейки 6(10) кв на ТЭЦ — 45 тыс. руб., ячейки 35 кв — 70 тыс. руб. Стоимость кабелей включает расходы на их прокладку в траншее (с учетом совместной прокладки). Стоимость части ТЭЦ, покрывающей потери электроэнергии в высоковольтном оборудовании и сети, исчислена, исходя из стоимости 1 квт установленной приведенной мощности на ТЭЦ 700 ... 1 200 руб.¹.

Вес меди в трансформаторах взят по каталожным данным, а в двигателях принят равным 10% общего веса двигателей. Вес свинца кабелей приведен к весу меди.

Из сравнения данных, приведенных в табл. 2, 3 и 4, видно, что во всех случаях наиболее выгодным является напряжение 10/3 кв; вторым по степени выгодности является напряжение 6 кв, а третьим — 35/6 кв. Наименее выгодно напряжение 35/3 кв. По сравнению с системой 10/3 кв система 35/6 кв не дает практически никакой экономии цветного металла и в то же время значительно уступает ей по стоимости и потерям электроэнергии. Кроме того, следует иметь в виду, что выполнение генераторного распределительного

устройства ТЭЦ на напряжении 6 кв значительно более сложно и затруднительно, чем на напряжении 10 кв.

Из анализа данных табл. 2, 3 и 4 можно также усмотреть, что для нефтеперерабатывающих заводов система электроснабжения 10/3 кв, как правило, выгоднее системы 10/6 кв.

Произведенные автором исследования показывают также, что изменение принятых выше условий сравнения, а именно: применение воздушных линий 35 кв вместо кабельных, изменение плотности нагрузки и соотношения высоковольтных и низковольтных токоприемников и др. — не меняют заметно выводов относительно выгодности системы 10/3 кв.

Из сравнения данных табл. 2, 3 и 4 видно, что с увеличением основного напряжения сети завода постоянные составляющие стоимости, потерь и расхода цветного металла, не зависящие от протяженности территории завода (двигатели, трансформаторы, распределительные устройства и сети), возрастают, а переменные, зависящие от протяженности территории (распределительная сеть), убывают. Поэтому при сравнении двух вариантов установки с разными напряжениями всегда существует такая граница (радиус действия), по одну сторону которой выгодно применять менее высокое, а по другую — более высокое напряжение.

Пусть для варианта с одним напряжением постоянная составляющая стоимости равна a_1 , а с другим — a_2 , переменные составляющие, отнесенные к 1 км длины распределительной сети, соответственно b_1 и b_2 . Тогда на границе выгодности того и другого напряжения должно существовать равенство:

$$a_1 + b_1 R = a_2 + b_2 R,$$

¹ С. Л. Гуревич и Л. Г. Лихтенштейн. Стоимостные показатели строительства тепловых электростанций. Электрические станции, № 9, 1954.

откуда пограничный радиус действия (км)

$$R = (a_1 - a_2) : (b_2 - b_1).$$

Аналогично определяются пограничные радиусы действия для потерь и расхода цветного металла.

Таблица 5

$P_{уст}, Mвт$	Пограничные радиусы действия, км			
	По стоимости	По потерям электроэнергии	По расходу цветного металла	С учетом всех показателей (приблизительно)
Напряжения 6 и 10/3 кв				
50	0,97	1,42	0,23	0,87
100	0,84	1,37	0,15	0,79
200	0,84	1,32	0,22	0,79
Напряжения 10/3 и 35/6 кв				
50	18,7	4,10	2,07	8,29
100	12,3	4,68	1,95	6,31
200	9,75	4,60	2,24	5,53
Напряжения 6 и 35/6 кв				
50	7,85	2,97	1,15	3,99
100	6,28	3,09	1,06	3,48
200	5,14	3,00	1,28	3,14

Пограничные радиусы действия, определенные, таким образом, по данным табл. 2, 3 и 4 для напряжений 6 и 10/3, 10/3 и 35/6, 6 и 35/6 кв, приведены в табл. 5. Пограничный радиус с учетом всех показателей определен приблизительно как среднее арифметическое радиусов по стоимости, потерям энергии и расходу металла.

Как видно из табл. 5, пограничные радиусы, исключая радиусы по стоимости для напряжения 35/6 кв, мало зависят от установленной мощности токоприемников завода и для напряжений 6 и 10/3 кв в среднем составляют: 0,9 км по стоимости, 1,4 км по потерям электроэнергии, 0,2 км по расходу цветного металла и 0,8 км с учетом всех показателей, а для напряжений 10/3 и 35/6 кв соответственно 9,7 ... 18,7; 4,5; 2,1; 5,5 ... 8,3 км.

Из анализа данных табл. 5 также следует, что для заводов с установленной мощностью токоприемников 50 ... 200 Мвт применение одновременно на одном заводе двух напряжений 10/3 и 35/6 кв менее выгодно, чем применение одного напряжения 10/3 кв, так как даже для самых

отдаленных установок длина распределительной сети меньше пограничного радиуса действия этих двух напряжений ($L < 5,5$ км). Точно так же для заводов с установленной мощностью 50 ... 100 Мвт комбинация двух напряжений 6 и 35/6 кв менее выгодна, чем одно напряжение 6 кв. И только для очень отдаленных установок на заводах с установленной мощностью токоприемников 200 Мвт, для которых $L > 3,14$ км, применение двух напряжений 6 и 35/6 кв может быть незначительно выгоднее применения одного напряжения 6 кв.

Выходы. 1. Для заводов с установленной мощностью токоприемников 50 Мвт, получающих электроэнергию от собственной ТЭЦ, наивыгоднейшим является напряжение 10/3 кв и несколько менее выгодным напряжение 6 кв. Но поскольку электроснабжение на генераторном напряжении 6 кв отличается наибольшей простотой и надежностью, для указанных заводов оба эти напряжения следует считать равносочетными.

2. Для заводов с установленной мощностью 100 ... 200 Мвт наивыгоднейшим является одно напряжение — 10/3 кв.

3. Применение для сетей нефтеперерабатывающих заводов напряжения 35/6 кв экономически невыгодно и технически нецелесообразно. По сравнению с напряжением 10/3 кв оно не дает практически никакой экономии в расходе цветного металла.

4. Для заводов с установленной мощностью токоприемников 50; 100; 200 Мвт напряжение 10/3 кв по сравнению с напряжением 35/6 кв практически при одинаковом расходе цветного металла дает соответственно следующую экономию: по стоимости 4,5; 7,0; 10,5 млн. руб., по потерям электроэнергии 280; 4 820; 5 520 тыс. квт·ч в год.

5. Для заводов любой мощности экономически невыгодно и технически нецелесообразно применение на одном заводе двух напряжений, например 35/6 и 10/3 кв, 35/6 и 6 кв, 10/3 и 6 кв (по сравнению с напряжением 10/3 кв).

6. Для отдельных установок, рассматриваемых обособленно от завода, границей применимости напряжения 6 кв является расстояние до 0,8 км (по длине кабеля от ТЭЦ до опорной подстанции или центрального распределительного пункта 6 кв); напряжения 10/3 кв — от 0,8 до 5 ... 8 км; напряжения 35/6 кв — 5 ... 8 км и более.

[19. 3. 1956]



О совместной защите от коррозии кабелей связи и силовых кабелей

Доктор техн. наук М. И. МИХАЙЛОВ, инж. Л. Д. РАЗУМОВ

Центральный научно-исследовательский институт связи

Согласно § 68 действующих Правил защиты подземных металлических сооружений от коррозии ближайшими токами совместная защита кабелей связи и кабелей сильного тока не допускается из-за опасений, что при такой защите по необходимости будет иметь место контакт между оболочками кабелей и что это может привести к возникновению высоких потенциалов и шумов в цепях кабелей связи при авариях в силовых кабелях.

Между тем совместная защита позволила бы сэкономить большое количество различных материалов, так как сократилось бы число дренажей, катодных станций и т. п.

В настоящей работе излагаются результаты экспериментальных исследований¹, проведенных с целью выяснения возможности осуществления совместной защиты от коррозии силовых кабелей и кабелей связи, т. е. возможности контакта между их оболочками.

Для исследований был выбран участок с достаточно разветвленной, но не густой городской телефонной сетью. Схема прокладки кабелей связи и выбранного для проведения опытов силового кабеля рабочим напряжением 6 кв и сечением жил $3 \times 95 \text{ мм}^2$ показана на рис. 1. На участке параллельного сближения силового кабеля с телефонной канализацией в последней былложен только один большой кабель типа ТГ 300×2×0,5.

При исследованиях были измерены: а) псофометрическое и эффективное значения напряжения шума в нескольких цепях кабеля связи, оболочка которого имела контакт с оболочкой силового кабеля, при нормальном режиме работы последнего и при режиме, имитирующем короткое замыкание фазы силового кабеля на землю (пробой изоляции); б) продольная э. д. с., индукируемая в цепях кабеля связи при режиме, имитирующем короткое замыкание в силовом кабеле; в) потенциалы переменного тока, возникающие на оболочке кабеля связи при режиме, имитирующем короткое замыкание в силовом кабеле.

Схема измерения напряжения шума в цепи кабеля связи при нормальном режиме работы силового кабеля показана на рис. 2, а схема измерения напряжения шума и продольной э. д. с. при режиме, имитирующем короткое замыкание, на рис. 3.

Как видно из рис. 3, режим короткого замыкания создавался путем соединения фазы силового кабеля с оболочкой кабеля связи. На питающей сетевой подстанции вторая фаза присоединялась к контуру заземления подстанции и к оболочке силового кабеля. Такая схема включения, конечно, не имитирует полностью реаль-

ных условий режима короткого замыкания в силовом кабеле, но позволяет получить большой ток, втекающий через перемычку в оболочку кабеля связи. Действие этого тока на кабель связи вполне соответствует действию действительного тока короткого замыкания. Следует заметить, что имитировался наиболее тяжелый случай короткого замыкания в месте включения перемычки, когда весь ток из силового кабеля переходит через перемычку в оболочку кабеля связи.

Определение потенциалов оболочки кабеля связи по отношению к земле производилось при помощи тестера, в качестве измерительных электродов использовались металлические стержни.

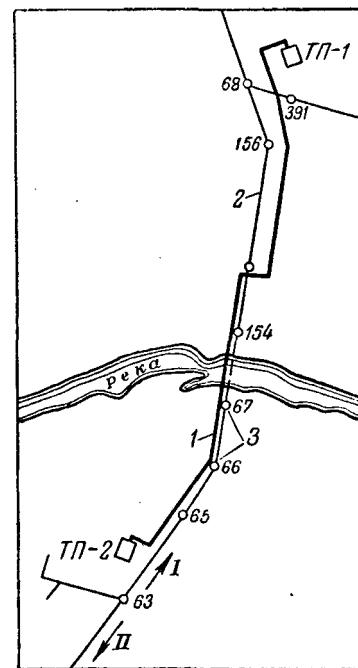


Рис. 1. План прокладки кабеля связи и силового кабеля 6 кв.

1 — силовой кабель; 2 — кабель связи; 3 — смотровые колодцы кабельной канализации.

Искомые величины определялись при включенной и отключенной перемычке между кабелем связи и силовым кабелем, действительное значение принималось равным корню квадратному из разности квадратов измеренных величин. Напряжение шума и продольная э. д. с. в цепи кабеля связи измерялись на телефонной станции на расстоянии 1 380 м от места включения перемычки.

Измерения показали, что при контакте между оболочками кабеля связи и силового кабеля и нормальном режиме работы последнего шумы в цепях кабеля связи или потенциалы его оболочки по отношению к земле не увеличивались. В режиме, имитирующем короткое замыкание фазы силового кабеля на землю, псофометрическое напряжение шума также не увеличивалось,

¹ Исследования проводились под руководством авторов при участии А. А. Жарова, Б. Л. Кильдеева, В. Н. Струнниковой, М. И. Петуховой и В. Ф. Метелицына.

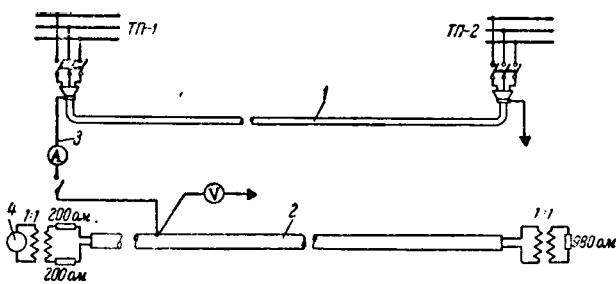


Рис. 2. Схема измерений напряжения шума при нормальном режиме работы силового кабеля.

1 — силовой кабель 6 кв; 2 — кабель связи типа ТГ-300×2×0,5; 3 — перемычка сечением 105 мм²; 4 — указатель напряжения помех.

эффективное значение напряжения шума при токе в перемычке 175 а увеличилось в среднем на 0,7 ... 0,8 мв, а продольная э. д. с. примерно на 1 в, что в пересчете на 1 а тока и 1 км сближения составляет 0,011 в/а·км.

Измерения потенциалов оболочек кабелей связи по отношению к земле показали, что токи в этих оболочках растекаются по всей кабельной телефонной сети. Потенциал оболочки кабеля связи по отношению к земле в месте включения перемычки (колодец 63 рис. 1) увеличивался до 20 в при токе в перемычке 175 а и до 10 ... 12 в при токе в перемычке 96 а, т. е. примерно 0,1 в/а.

На рис. 4 приведены полученные путем измерений кривые зависимости потенциала оболочки от расстояния до места перемычки при токе в перемычке 85 а (сплошные кривые).

Таким образом, в результате измерений было установлено, что основную опасность для кабеля связи при совместной защите от коррозии представляют потенциалы, возникающие на оболочке кабеля связи при режиме короткого замыкания в силовом кабеле. При больших токах короткого замыкания потенциалы, возникающие на оболочке кабеля связи, могут достигать значительных величин, недопустимых по условиям безопасности линейного персонала. Рассмотрим этот вопрос теоретически.

Так как бронированный силовой кабель обычно имеет более высокое сопротивление изоляции, чем голый освинцованный кабель связи, то приближенно рассматриваемый случай можно пред-

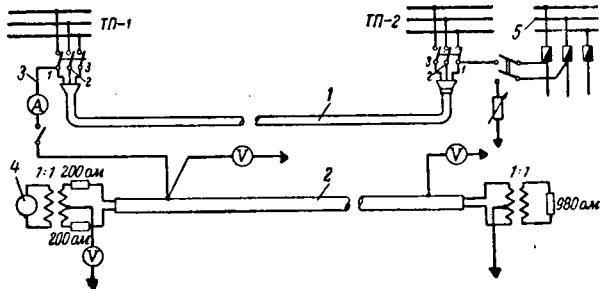


Рис. 3. Схема измерений напряжения шума и продольной э. д. с. при режиме короткого замыкания в силовом кабеле.

1 — силовой кабель 6 кв; 2 — кабель связи типа ТГ-300×2×0,5; 3 — перемычка сечением 105 мм²; 4 — указатель напряжения помех; 5 — сборка 220 в.

ставить в виде схемы, изображенной на рис. 5, где I — ток, поступающий в перемычку. При частоте тока 50 гц в расчетах можно учитывать только активное сопротивление оболочки и использовать формулы, выведенные для постоянного тока. Этим мы допускаем некоторую погрешность, но она вполне допустима при небольших расстояниях от точки входа в кабель, если принять во внимание общую приближенность расчетов.

Максимальный потенциал возникает в месте входа тока в кабель связи ($x = 0$), поэтому наибольшее значение с точки зрения выявления возможности совместной защиты имеет расчет потенциала по отношению к близкой точке земли именно для этого места.

Потенциал оболочки кабеля по отношению к близкой точке земли определяется по формуле:

$$U_{k-s} = \frac{I}{2} \gamma \left[R_{nep} - \frac{\rho}{\pi} K_0(\gamma y) \right] e^{-\gamma(x)},$$

где $\gamma = \sqrt{\frac{r}{R_{nep}}}$ — постоянная распространения тока вдоль оболочки кабеля, 1/м (r — продольное сопротивление оболочки кабеля, ом·м);

R_{nep} — переходное сопротивление между оболочкой кабеля и землей, ом·м;

ρ — удельное сопротивление земли, ом·м;

$K_0(\gamma y)$ — функция Бесселя второго рода нулевого порядка;

y — расстояние от оболочки до точки на поверхности земли, по отношению к которой определяется потенциал.

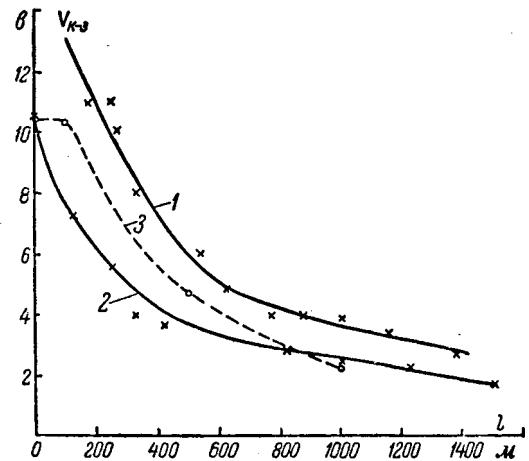


Рис. 4. Зависимость потенциалов оболочек кабелей по отношению к земле от расстояния l до места перемычки.

1 — значения, полученные путем измерения в направлении I (рис. 1);

2 — значения, полученные путем измерения в направлении II (рис. 1);

3 — значения, полученные путем расчета при $\rho = 100$ ом·м и $R_{nep} = 100$ ом·м.

Переходное сопротивление

$$R_{nep} = R_{uz} + \frac{\rho}{\pi} \ln \frac{1,12}{a_{kab} \gamma},$$

где

$$a_{kab} = \sqrt{2ah};$$

h — глубина закопки кабеля, м;

a — радиус оболочки кабеля, м;

R_{uz} — сопротивление изолирующего слоя оболочки кабеля, ом·м.

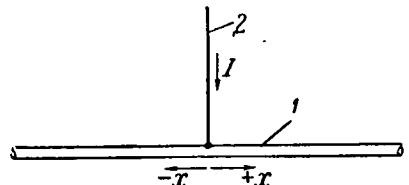


Рис. 5. Приближенная эквивалентная схема рассматриваемого случая входа тока в оболочку кабеля.
1 — кабель связи; 2 — перемычка.

Чтобы оценить возможные потенциалы, произведем расчет для нескольких значений ρ и нескольких значений R_{uz} . Возьмем кабель типа ТГ-300 × 2 × 0,5, продольное сопротивление свинцовой оболочки которого равно $0,914 \cdot 10^{-3}$ ом/м, а ее радиус $a=0,019$ м..

Полученные в результате расчета значения R_{nep} и γ для различных значений R_{uz} и ρ сведены в таблицу, а значения потенциалов оболочки кабеля по отношению к точке земли, расположенной на расстоянии 1 м от кабеля, даны в виде кривых $U_{kab} = \varphi(\rho)$ на рис. 6. Подсчитаны максимальные значения потенциалов при $x=0$ для тока короткого замыкания 100 а.

Также полученная в результате расчета зависимость $U_{kab} = \varphi(x)$ для $\rho=100$ ом·м, $R_{uz}=100$ ом·м и $I=85$ а показана на рис. 4 (пунктирная кривая). Из рис. 4 видно, что кривая, полученная в результате расчетов, довольно хорошо совпадает с кривыми, полученными в результате измерений.

Точных данных об удельном сопротивлении грунта и переходном сопротивлении между кабелем связи и землей в районе измерений у авторов не было, однако измерения этих

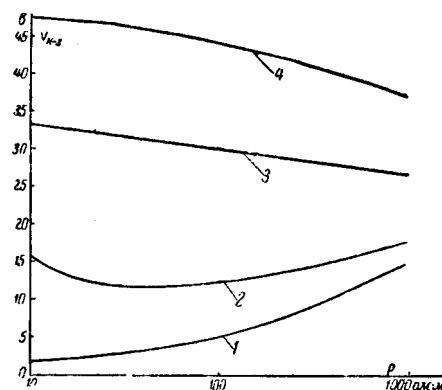


Рис. 6. Зависимость потенциала U_{kab} оболочки кабеля связи от удельного сопротивления земли ρ при токе, поступающем в кабель, 100 а и сопротивлении изоляции:
1 — $R_{uz}=0$; 2 — $R_{uz}=100$ ом·м; 3 — $R_{uz}=500$ ом·м;
4 — $R_{uz}=1000$ ом·м.

величин в других городах средней полосы Европейской части СССР показывают, что удельные сопротивления грунта в условиях, аналогичных условиям района измерений, колеблются в среднем от 20 до 100 ом·м, а переходные сопротивления между кабелем, проложенным в канализации, и землей от 50 до 150 ом·м в зависимости от влажности канализации.

При таких колебаниях ρ и R_{uz} потенциал U_{kab} (при $x=0$) изменяется от 8 в ($R_{uz}=50$ ом·м) до 15 в ($R_{uz}=150$ ом·м). Из рис. 4 видно, что значения потенциалов (при $x=0$), полученные путем измерений, имеют тот же порядок.

Из кривых рис. 6 видно, что потенциал оболочки кабеля по отношению к земле при больших сопротивлениях изоляции достигает высоких значений (до 40 в), недопустимых с точки зрения техники безопасности при производстве кабельных работ. Согласно действующим «Правилам устройства электротехнических установок» допустимое значение напряжения прикосновения в особо опасных помещениях, к которым относятся кабельные колодцы, не должно превышать 12 в.

Кривые рис. 6 получены при токе, поступающем в оболочку, 100 а. Ток же однофазного короткого замыкания в сетях, например, г. Москвы, нейтраль которых заземлена через компенсирующую катушку, ограничен и не превышает 25 а. Следовательно, в этом случае даже при наиболее неблагоприятных условиях потенциал оболочки кабеля связи относительно земли не превысит 10...15 в и может считаться допустимым. В сетях с изолированной нейтралью емкостный ток при замыкании фазы на землю не превышает 25...50 а, и, следовательно, осуществление совместной защиты от коррозии кабелей связи и силовых кабелей допустимо.

В сетях с заземленной нейтралью, а также в сетях с изолированной нейтралью при двухфазном коротком замыкании ток короткого замыкания не ограничивается и может достигать нескольких сотен и даже тысяч ампер. В этих усло-

ρ , ом·м	R_{uz} , ом·м	R_{nep} , ом·м	$\gamma \cdot 10^{-3}$, 1/м
10	0	21,9	6,460
	100	145,0	2,510
	500	527,0	1,315
	1 000	1 030,0	0,941
100	0	259	1,88
	100	362	1,59
	500	775	1,09
	1 000	1 280	0,84
1 000	0	2 970	0,555
	100	3 090	0,543
	500	3 500	0,511
	1 000	4 020	0,477

Об ударах в нереверсивных механизмах при автоматическом регулировании двигателя

Доктор техн. наук Ю. М. ФАЙНБЕРГ

г. Харьков

Постановка задачи. Внедрение автоматизации в различных отраслях промышленности открывает широкие возможности для ускорения процессов управления и регулирования многочисленными механизмами. Ускорение процессов регулирования нередко приводит к возникновению затухающих колебательных режимов. Следует отметить, что лучший результат регулирования технологического процесса часто удается получить легче при колебательных режимах, чем при апериодических. Это можно, например, наблюдать при расчетах процессов регулирования петли металла в непрерывных станах.

Однако распространено мнение, что при колебательном изменении скорости вращения и тока якоря двигателей даже нереверсивных механизмов неизбежны удары в звеньях передачи вследствие наличия неплотностей в различных элементах сочленения отдельных деталей конструкции. Поэтому представляет практический и теоретический интерес выяснить, при каких условиях возможно в процессе регулирования появление знакопеременных моментов в передачах и сочленениях элементов привода, когда направление скорости вращения двигателя и механизма сохраняется неизменным.

Сравнение параметров процессов регулирования в апериодическом и колебательных режимах. При проектировании систем регулирования для промышленных электроприводов обычно стремится к созданию апериодических процессов. Однако в эксплуатации могут возникнуть и колебательные режимы, например в тех случаях, когда возможна работа двигателя с различным значением его потока возбуждения. Это имеет место, например, на многодвигательных непрерывных линиях, когда перестройка параметров системы регулирования для получения апериодических режимов работы отдельных двигателей невозможна, так как связана с прекращением производственного процесса и нередко с ухудшением ка-

чества продукции. Колебательный процесс может возникнуть при некоторых нарушениях настройки или повреждениях элементов системы регулирования. При прочих постоянных параметрах колебания скорости вращения и тока двигателя в переходном режиме тем значительнее, чем сильнее возбужден двигатель.

Чтобы осветить эти вопросы, обратимся к электронно-ионной системе регулирования [Л. 1].

Для этой системы закон изменения приращения угловой скорости ω двигателя после приложения к его валу постоянного приращения момента сопротивления m_c выражается линейным дифференциальным уравнением четвертого порядка с постоянными коэффициентами:

$$(p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4) \omega = b m_c 1(t), \quad (1)$$

решение которого имеет вид:

$$\omega(t) = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + A e^{\alpha t} \sin(\gamma t + \varphi) + \omega_y. \quad (2)$$

Воспользуемся параметрами прокатного двигателя постоянного тока мощностью 870 квт, 300...800 об/мин, 600 в при сопротивлении якорной цепи $R_a = 7\%$, а также выражениями для постоянных коэффициентов, приведенными в [Л. 1]. В этом случае при сопротивлении цепи стабилизации $R_c = 1$ мом и емкости ее $C = 0,6 \text{ мкФ}$, характеристические уравнения имеют следующий вид:

а) при полном потоке возбуждения Φ_n и nominalной скорости вращения $n_n = 300 \text{ об/мин}$ двигателя

$$p^4 + 130p^3 + 3415p^2 + 279000p + 480000 = 0; \quad (3)$$

б) при высшей скорости вращения $n_e = 800 \text{ об/мин}$ и уменьшенном потоке возбуждения $\Phi_e = 0,37\Phi_n$

$$p^4 + 130p^3 + 3115p^2 + 39533p + 67825 = 0. \quad (4)$$

т. е. при разорванной перемычке. При работе в более удаленных от перемычки колодцах предохранитель можно не снимать, но оболочку кабеля связи в месте работы следует дополнительно заземлять через сопротивление не более 10 ом.

Для более надежного подтверждения полученных результатов и выводов желательно, чтобы опыты по совместной защите от коррозии кабелей связи и силовых кабелей были организованы в разных городах СССР. Это позволит при пересмотре действующих Правил защиты подземных металлических сооружений от электрокоррозии наметить наиболее оптимальное решение рассматриваемого вопроса.

Рассматривая случай приращения нагрузки двигателя для любых скоростей вращения, но при неизменном токе якоря I_d , равном номинальному току I_n двигателя, следует значение приращения момента сопротивления m_c при основной скорости вращения принять равным номинальному моменту двигателя M_n , а при высшей скорости вращения n_s равным $M_s = 0,376M_n$. Для рассматриваемого двигателя $M_n = 27700 \text{ дж}$ и $M_s = 10415 \text{ дж}$.

При этих условиях приращение скорости вращения двигателя $\Delta n(t)$ выражается уравнениями (5) и (6) соответственно для основной ($n_s = 300 \text{ об/мин}$) и высшей ($n_s = 800 \text{ об/мин}$) скоростей вращения двигателя:

$$\Delta n_1(t) = [104e^{-120,6t} - 1020e^{-1,76t} + 1771e^{-3,82t} \sin(2719t + 149^\circ) - 3,73] 10^{-7} \cdot 27700; \quad (5)$$

$$\Delta n_2(t) = [38e^{-108t} - 8776e^{-2t} + 8796e^{-12,5t} \cdot \sin(747t + 85^\circ) - 26,4] 10^{-7} \cdot 10415. \quad (6)$$

На рис. 1 приведены кривые 1 и 2 относительных приращений скорости вращения $\frac{\Delta n(t)}{n_s}$, построенные соответственно по уравнению (5) для $n_s = n_s = 300 \text{ об/мин}$ и по уравнению (6) для $n_s = n_s = 800 \text{ об/мин}$.

Из сравнения кривых 1 и 2 рис. 1 видно, что апериодический переходный процесс, имеющий место при ослабленном потоке возбуждения двигателя (кривая 2), становится колебательным при полном потоке возбуждения (кривая 1).

Для выяснения условий возникновения ударов необходимо также определить характер изменения в процессе регулирования врашающегося момента двигателя $M_d(t)$ или его приращения $m_d(t)$. Простой способ позволяет обойти трудности, с которыми сталкиваются, когда эти величины находят путем определения тока двигателя. Если выражение для приращения угловой скорости двигателя $\omega(t)$ или приращения его скорости вращения $\Delta n(t)$ получено в результате интегрирования дифференциаль-

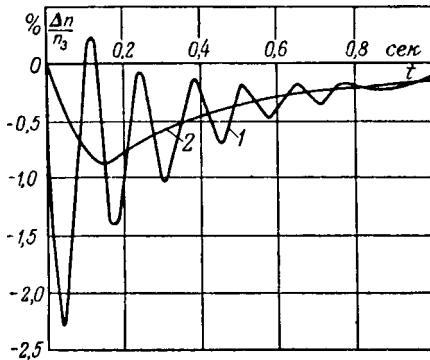


Рис. 1. Приращение скорости вращения двигателя при регулировании.
1 — при $n_s = 300 \text{ об/мин}$; 2 — при $n_s = 800 \text{ об/мин}$.

ного уравнения системы регулирования, то в общем случае, например для приращения угловой скорости, оно имеет вид:

$$\omega(t) = \sum_{i=1}^l C_i e^{p_i t} + \sum_{k=1}^k A_k e^{\alpha_k t} \sin(\nu_k t + \varphi_k) + \omega_y, \quad (7)$$

где ω_y — статическая ошибка системы регулирования.

Дифференцируя уравнение (7) по времени, найдем уравнение углового ускорения двигателя в любой момент процесса регулирования:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = \sum_{i=1}^l p_i C_i e^{p_i t} + \sum_{k=1}^k A_k e^{\alpha_k t} [\alpha_k \sin(\nu_k t + \varphi_k) + \\ + \nu_k \cos(\nu_k t + \varphi_k)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Теперь легко записать уравнение приращения врачающего момента двигателя:

$$\begin{aligned} m_d(t) = \theta \frac{d\omega}{dt} + m_c(t) = \theta \left\{ \sum_{i=1}^l p_i C_i e^{p_i t} + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^k A_k e^{\alpha_k t} [\alpha_k \sin(\nu_k t + \varphi_k) + \nu_k \cos(\nu_k t + \varphi_k)] \right\} + \\ + m_c(t), \end{aligned} \quad (9)$$

где θ — момент инерции, приведенный к валу двигателя;
 $m_c(t)$ — приращение момента статических сопротивлений, приведенного к валу двигателя.

Имея значения момента двигателя, при необходимости легко определить отвечающие им величины тока якоря. Этим приемом получены зависимости для построения графиков.

Принципиально этот же метод может быть использован, если процесс регулирования скорости вращения не является результатом аналитического решения дифференциального уравнения системы регулирования, а представлен

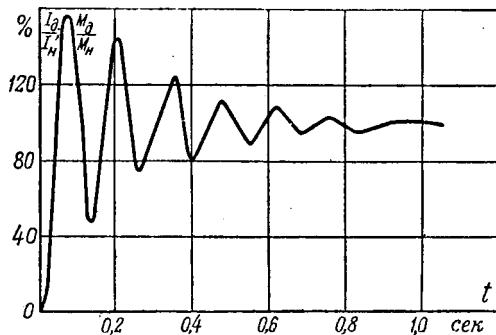


Рис. 2. Изменение момента и тока двигателя при регулировании.

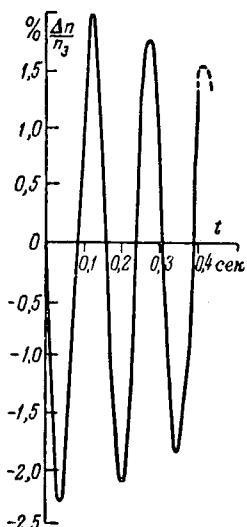


Рис. 3. Приращение скорости вращения двигателя при малом демпфировании системы регулирования.

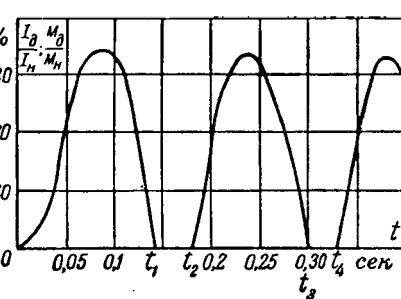


Рис. 4. Изменение момента и тока двигателя при малом демпфировании системы регулирования.

в виде графика, построенного, например, при помощи типовых трапецидальных или треугольных частотных характеристик, либо получен в виде осциллограммы.

В этом случае для получения в ряде точек производных $\frac{d\omega}{dt}$ или $\frac{dn}{dt}$ следует

применить метод графического дифференцирования имеющихся кривых $\omega(t)$ или $\Delta n(t)$ и построить график $m_d(t)$, исходя из зависимости

$$m_d(t) = \theta \frac{d\omega}{dt} + m_c(t). \quad (10)$$

На рис. 2 приведен график относительных величин момента $\frac{M_d}{M_n} \%$ и тока $\frac{I_d}{I_n} \%$ двигателя

а характеристическое уравнение представляется следующим образом:

$$p^4 + 130p^3 + 3424p^2 + 222811p + 2887143 = 0. \quad (12)$$

Относительные значения момента $\frac{M_d}{M_n} \%$ и тока $\frac{I_d}{I_n} \%$ двигателя для процесса по уравнению (11) и графику рис. 3 представлены на рис. 4.

В то время как на рис. 2 наибольшая амплитуда тока менее $160\% I_n$, на рис. 4 она превосходит $200\% I_n$, причем в отрезки времени $t_1 - t_2$ и $t_3 - t_4$ ток якоря прерывается. Если бы система допускала рекуперативное торможение в инверторном режиме, то в указанные отрезки времени двигатель развивал бы генераторный тормозной момент.

Прерывистый, импульсный характер тока якоря может также возникать в электронно-ионной системе когда она становится неустойчивой.

На осциллограмме (рис. 5)* подобный случай показан при регулировании двигателя постоянного тока мощностью 6,6 квт, 440 в, 700...2100 об/мин, нормальная работа которого в электронно-ионной системе рассматривалась в [Л. 1].

При снятии осциллограммы емкость стабилизирующего контура была равна $0,1 \text{ мкФ}$, а сопротивление этого контура R_c было близко

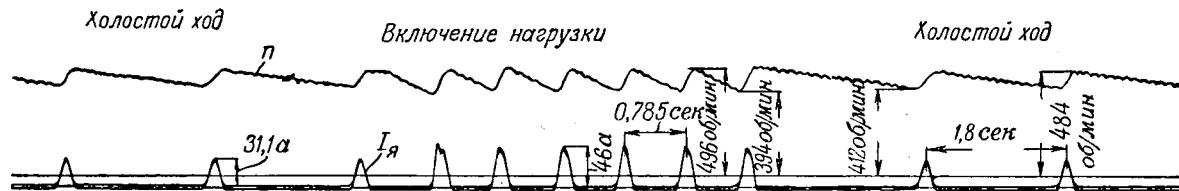


Рис. 5. Осциллограмма скорости вращения и тока двигателя в неустойчивом режиме регулирования.

для случая изменения приращения скорости вращения двигателя согласно уравнению (5), которому отвечает кривая I рис. 1.

Сравнивая характер кривых рис. 2 и 1 (кривая I), видим, что колебания тока якоря имеют величину, значительно большую, чем колебания скорости вращения.

Если при полном потоке возбуждения двигателя уменьшить емкость стабилизирующего контура до значения $C = 0,1 \text{ мкФ}$, т. е. ослабить демпфирование системы, то, как это видно из рис. 3, затухание процесса сравнительно с кривой I рис. 1 уменьшается и возрастает величина перерегулирования. В этом случае приращение скорости вращения выражается уравнением

$$\Delta n_s(t) = [98e^{-115,2t} - 769e^{-14,6t} + \\ + 2183e^{-0,1t} \sin(2372t + 162^\circ) - 3,73] 10^{-7} \cdot 27700, \quad (11)$$

к нулю, вместо нормального значения $R_c \approx 0,8 \text{ Мом}$.

Амплитуды тока превосходят номинальное значение его ($i_n = 18,5a$) в 1,68 раз при холостом ходе и в 2,45 раз при нагрузке моментом, равным номинальному для данного двигателя.

Причины и условия возникновения ударов. В переходных режимах регулирования момент двигателя не только не остается постоянным, но может изменять свой знак при переходе в тормозной генераторный режим. При колебательном режиме происходит многократное изменение знака ускорения двигателя. При этом изменяется величина, а при определенных соотношениях и знак сил, приложенных к поверхностям соприкосновения отдельных элементов механических передач и соединений (редукторы, муфты и т. п.).

* Эксперимент был выполнен А. Б. Зеленовым под руководством автора в лаборатории Харьковского отделения ГПИ Тяжпромэлектропроект.

Вследствие этого из-за наличия зазоров (люфтов) двигатель и механизм в отдельные отрезки времени могут оказаться как бы расцепленными, когда между поверхностями сочленений не будет контакта; удар будет происходить при восстановлении контакта между поверхностями элементов передачи и сочленений.

Причиной потери связи между двигателем и механизмом в процессе регулирования может являться только неравенство их ускорений при уменьшении скорости вращения. При увеличении скорости вращения контакт между элементами сочленения обязательно должен существовать, и может изменяться лишь величина их поверхности соприкосновения в зависимости от значения положительного ускорения и статической нагрузки в каждый момент времени.

Таким образом, в процессе регулирования скорости вращения удар может возникнуть лишь в том случае, если в определенный отрезок времени существует неравенство

$$-\frac{d\omega_d}{dt} < -\frac{d\omega_m}{dt} \quad (13)$$

или

$$\left| \frac{d\omega_d}{dt} \right| > \left| \frac{d\omega_m}{dt} \right|, \quad (14)$$

где $\frac{d\omega_d}{dt}$ — ускорение двигателя при его торможении независимо от механизма; $\frac{d\omega_m}{dt}$ — ускорение механизма при его торможении независимо от двигателя.

Рассмотрим, при каких соотношениях возможно существование неравенств (13) и (14), когда появляется вероятность возникновения удара.

Для этого обратимся к уравнению механического движения системы при замедлении:

$$\begin{aligned} -\theta \frac{d\omega_m}{dt} &= M_c + M_{xd} + M_{xm} + M_{dm} = \\ &= M_c + M_x + M_{dm}, \end{aligned} \quad (15)$$

где θ — общий момент инерции двигателя и механизма, приведенный к угловой скорости вала двигателя;

$-\frac{d\omega_m}{dt}$ — ускорение двигателя при замедлении системы привода как целого (когда существует контакт в звеньях передачи);

M_c — момент сопротивления, приведенный к валу двигателя;

M_{xd} — момент холостого хода двигателя;

M_{xm} — момент холостого хода механизма, приведенный к валу двигателя;

M_x — момент холостого хода двигателя совместно с механизмом;

M_{dm} — тормозной генераторный момент двигателя в режиме рекуперации или динамического торможения.

Выразим значения моментов, входящих в уравнение (15), в долях номинального момента двигателя M_n :

$$\left. \begin{aligned} M_x &= \alpha M_n; & M_{xd} &= \alpha_d M_n; \\ M_{xm} &= \alpha_m M_n; & M_{dm} &= \beta M_n; & M_c &= \gamma M_n. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Подставляя в (15) значения величин из (16), найдем, что торможение всей системы как единого целого происходит с ускорением

$$-\frac{d\omega_m}{dt} = (\alpha + \beta + \gamma) \frac{M_n}{\theta}. \quad (17)$$

Допустим теперь, что при замедлении нагруженный механизм и двигатель, находящийся в режиме генераторного торможения, благодаря наличию люфта на некоторый промежуток времени оказались расцепленными. Тогда законы движения для двигателя и механизма будут выражаться различным образом.

Если отношение приведенного момента инерции механизма θ_m к полному моменту инерции θ равно величине K , т. е.

$$\theta_m = K\theta, \quad (18)$$

то момент инерции двигателя θ_d определится из выражения

$$\theta_d = (1 - K)\theta. \quad (19)$$

При независимом торможении двигателя с генераторным моментом $M_{dm} = \beta M_n$ в уравнении (15) следует принимать $M_c = 0$ и $M_{xm} = 0$; тогда при учете выражений (16) и (19) ускорение двигателя определится из уравнения

$$-\frac{d\omega_d}{dt} = \frac{(\alpha + \beta)}{(1 - K)} \cdot \frac{M_n}{\theta}. \quad (20)$$

При независимом торможении механизма, нагруженного моментом $M_c = \gamma M_n$, в уравнении (15) необходимо положить $M_{xd} = 0$ и $M_{dm} = 0$; тогда при учете выражений (16) и (18) ускорение механизма определится из уравнения

$$-\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{(\gamma + \alpha_m)}{K} \cdot \frac{M_n}{\theta}. \quad (21)$$

Пользуясь выражениями (20) и (21), условие возможности удара в соответствии с неравенством (14) запишется следующим образом:

$$\frac{(\alpha_d + \beta)}{(1 - K)} \cdot \frac{M_n}{\theta} > \frac{(\gamma + \alpha_m)}{K} \cdot \frac{M_n}{\theta}. \quad (22)$$

Следовательно, в данном случае удар возможен, если осуществляется неравенство

$$K > \frac{\alpha_m + \gamma}{\alpha + \beta + \gamma} = K_{yd}. \quad (23)$$

Таким образом, при заданных параметрах системы удар возможен лишь при определенном соотношении моментов инерции двигателя и механизма, величина которого K должна быть больше граничного значения K_{yd} .

Путем аналогичных рассуждений определяются условия возникновения удара и в других случаях торможения, которые приведены в таблице. Пользуясь общими выражениями

Условия возникновения удара

Режим торможения	Уравнение ускорения			Условие возникновения удара
	системы в целом	двигателя	механизма	
Генераторное торможение двигателя при нагруженном механизме	$\frac{d\omega_m}{dt} = (\alpha + \beta + \gamma) \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_d}{dt} = \frac{(\alpha_d + \beta)}{(1 - K)} \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_n}{dt} = \frac{(\alpha_n + \gamma)}{K} \frac{M_n}{\theta}$	$K > \frac{\alpha_n + \gamma}{\alpha + \beta + \gamma}$
Генераторное торможение двигателя при ненагруженном механизме	$\frac{d\omega_m}{dt} = (\alpha + \beta) \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_d}{dt} = \frac{(\alpha_d + \beta)}{(1 - K)} \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_n}{dt} = \frac{\alpha_n}{K} \frac{M_n}{\theta}$	$K > \frac{\alpha_n}{\alpha + \beta}$
Двигатель тормозится на выбеге при нагруженном механизме	—	$\frac{d\omega_d}{dt} = \frac{\alpha_d}{(1 - K)} \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_n}{dt} = \frac{(\alpha_n + \gamma)}{K} \frac{M_n}{\theta}$	$K > \frac{\alpha_n + \gamma}{\alpha + \gamma}$
Двигатель тормозится на выбеге при ненагруженном механизме	$\frac{d\omega_m}{dt} = (\alpha + \gamma) \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_d}{dt} = \frac{\alpha_d}{(1 - K)} \frac{M_n}{\theta}$	$\frac{d\omega_n}{dt} = \frac{\alpha_n}{K} \frac{M_n}{\theta}$	$K > \frac{\alpha_n}{\alpha}$

таблицы, легко определить, возможен ли удар для любых конкретных параметров привода.

Примеры определения возможности возникновения ударов. Примем в равенствах (16) следующие средние значения величин: $\alpha_d = 0,02$; $\alpha_n = 0,04$; $\alpha = 0,06$; $\gamma = 0,94$; $\beta = 2$. Значение величины K из выражения (18) положим равным: а) при непосредственном соединении вала двигателя с валом механизма либо при наличии паразитного или понижающего редуктора $K_1 = 0,15 \dots 0,3$; б) при соединении при помощи повышающего редуктора (например, у скоростных непрерывных станов холодной прокатки) $K_2 = 0,6$. Тогда для режимов, указанных в таблице, получим следующие условия возникновения ударов.

Генераторное торможение двигателя при нагруженном механизме. Согласно неравенству (23) удар возможен при условии:

$$K > K_{yd} = \frac{\alpha_n + \gamma}{\alpha + \beta + \gamma} = \frac{0,04 + 0,94}{0,06 + 2 + 0,94} = 0,327.$$

Для принятых выше значений удар невозможен при $K_1 = 0,15 \dots 0,3$, но возможен при $K_2 = 0,6 > K_{yd} = 0,327$, т. е. при повышающем редукторе. Чтобы избежать возникновение удара и в последнем случае, необходимо значительно снизить величину генераторного тормозного момента двигателя $M_{dn} = \beta M_n$, т. е. уменьшить величину β настолько, чтобы осуществилось неравенство

$$K_2 < K_{yd} = \frac{\alpha_n + \gamma}{\alpha + \beta + \gamma} \quad (24)$$

или

$$\beta < \frac{\alpha_n + \gamma - K_2(\alpha + \gamma)}{K_2} =$$

$$= \frac{0,04 + 0,94 - 0,6(0,06 + 0,94)}{0,6} = 0,63.$$

Генераторное торможение двигателя при ненагруженном механизме. Этот режим возникает при сбросе нагрузки. Условие возникновения удара определяется неравенством

$$K > K_{yd} = \frac{\alpha_n}{\alpha + \beta} = \frac{0,04}{0,06 + 2} = 0,0194.$$

В этом режиме для принятых значений параметров возможность возникновения ударов существует, так как значения K_2 и K_1 больше K_{yd} .

Торможение двигателя на выбеге при нагруженном механизме. Этот процесс возможен в случае отключения двигателя от сети, а также при питании от ртутных выпрямителей без инверторного режима. Условие возникновения удара определяется неравенством

$$K > K_{yd} = \frac{\alpha_n + \gamma}{\alpha + \gamma} = \frac{0,04 + 0,94}{0,06 + 0,94} = 0,98.$$

Удар здесь невозможен, так как K_1 и K_2 меньше величины $K_{yd} = 0,98$.

Торможение двигателя на выбеге при ненагруженном механизме. Условие возникновения удара определяется неравенством

$$K > K_{yd} = \frac{\alpha_n}{\alpha} = \frac{0,04}{0,06} = 0,666.$$

При непосредственном соединении или при понижающем редукторе удар невозможен, так как $K_1 = (0,15 \dots 0,3) < K_{yd} = 0,666$. Однако при ускоряющем редукторе вероятность возникновения удара увеличивается, так как $K_2 = 0,6$ близко к величине $K_{yd} = 0,666$.

Выводы. 1. Предложены простые зависимости, позволяющие определять условия возникновения удара и задавать допустимые ускорения двигателей в процессе регулирования.

2. При питании от ртутных выпрямителей, не работающих в инверторном режиме, невозможны удары в передачах нереверсивных механизмов из-за колебательного характера процессов регулирования двигателей.

3. Вероятность возникновения ударов больше у приводов с повышающими передачами, чем у приводов с понижающими передачами; наиболее вероятно возникновение удара при сбросе нагрузки.

Литература

Ю. М. Файнберг. О параметрах главного электропривода непрерывных прокатных станов. Электричество, № 6, 1955.

(1. 11. 1956)



Об эквивалентности индикаторных сельсинов однофазным поворотным трансформаторам

Доктор техн. наук, проф. Г. И. ШТУРМАН

г. Рига

Процессы в однофазных индукционных системах синхронной связи рассмотрены в многочисленных трудах по теории сельсинов [Л. 1 ... 9], отличающихся применением разнообразных методов аналитического исследования электрических машин.

Усилившееся в последние десятилетия внимание к подобным вопросам обусловлено существенной ролью систем синхронной связи в современной промышленной и военной автоматике.

В режимах синхронных поворотов индикаторных сельсинов к большой наглядности в оценке электромагнитных процессов приводит сформулированное автором [Л. 1 и 2] положение об эквивалентности сельсинов однофазным поворотным трансформаторам с короткозамкнутой выходной обмоткой. Это положение нашло свое развитие в работах Д. В. Васильева, получившего аналогичный результат путем применения к анализу сельсинов уравнений, описывающих режимы двигателей двойного питания [Л. 3].

Доказательство выдвинутого соображения может, однако, иметь более общий характер, чем это ранее имело место в [Л. 1 и 2].

Эквивалентность неподвижных многоконтурных вторичных цепей однофазным поворотным обмоткам. В качестве исходной предпосылки принимается известное положение об идентичности процессов в машинах переменного тока при замене симметричных трехфазных обмоток двухфазными, обладающими в 1,5 раза увеличенным числом витков. Подобная замена возможна для любого пространственного расположения взаимно перпендикулярных осей двухфазной системы.

Однако в данном случае выбор координат играет существенную роль с точки зрения упрощения структуры уравнений электрических цепей и наглядности результатов решения.

В дальнейшем для основной схемы из двух сельсинов (рис. 1) иллюстрируется рациональность расположения одной из осей в середине угла рассогласования между датчиком и приемником.

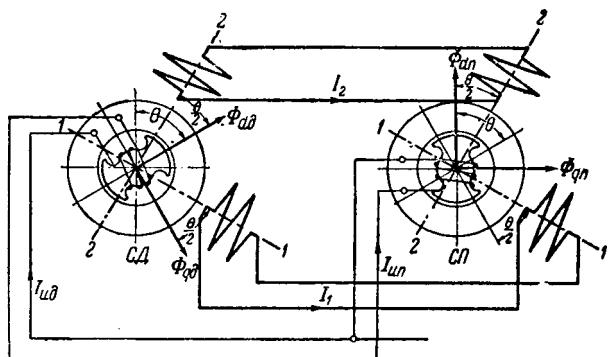


Рис. 1.
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Электродвижущие силы, наводимые потоками датчика и приемника в цепях 1 и 2 (рис. 1), при учете только первых гармонических в пространственных распределениях индукций равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{1\theta} &= -jc_2 \left(\dot{\Phi}_{d\theta} \sin \frac{\theta}{2} + \dot{\Phi}_{q\theta} \cos \frac{\theta}{2} \right); \\ \dot{E}_{1n} &= jc_2 \left(\dot{\Phi}_{dn} \sin \frac{\theta}{2} - \dot{\Phi}_{qn} \cos \frac{\theta}{2} \right); \\ \dot{E}_{2\theta} &= -jc_2 \left(\dot{\Phi}_{d\theta} \cos \frac{\theta}{2} - \dot{\Phi}_{q\theta} \sin \frac{\theta}{2} \right); \\ \dot{E}_{2n} &= -jc_2 \left(\dot{\Phi}_{dn} \cos \frac{\theta}{2} + \dot{\Phi}_{qn} \sin \frac{\theta}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Магнитные потоки датчика и приемника учитываются в (1) двумя составляющими, направленными по продольным и поперечным осям индукторов $d\theta$, $q\theta$ и d_n , q_n . Направления, принятые положительными для продольных ($\dot{\Phi}_{d\theta}$, $\dot{\Phi}_{dn}$) и поперечных ($\dot{\Phi}_{q\theta}$, $\dot{\Phi}_{qn}$) потоков и для контуров в цепях 1 и 2, показаны стрелками на схеме рис. 1. Полагаем, что в качестве сельсина-датчика и сельсина-приемника используются две одинаковые машины.

Коэффициент c_2 равен:

$$c_2 = 4,44 \frac{3}{2} w_2 k_2 f,$$

где w_2 — число витков в фазе трехфазной вторичной обмотки сельсинов;

k_2 — обмоточный коэффициент для фазы вторичной обмотки;

f — частота;

$\frac{3}{2}$ — множитель, учитывающий увеличение числа витков и сопротивлений для каждой из фаз расчетной двухфазной обмотки (рис. 1) по сравнению с аналогичными данными каждой из фаз трехфазной вторичной обмотки сельсина (рис. 2).

Потоки по продольным и поперечным осям индукторов могут быть выражены значениями н. с. и соответствующих магнитных проводи-

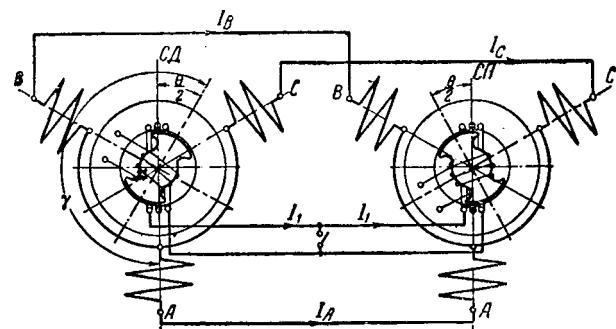


Рис. 2.

мостей \dot{G}_d и \dot{G}_q . Комплексные значения магнитных проводимостей вводятся с целью учета потерь в стали, так как

$$\left. \begin{aligned} \dot{G}_d &= G_d e^{-j\rho} = G_d (\cos \rho - j \sin \rho); \\ \dot{G}_q &= G_q e^{-j\epsilon} = G_q (\cos \epsilon - j \sin \epsilon), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ρ и ϵ — углы потерь.

Обозначая через I_{ud} и I_{un} токи в катушках индукторов датчика и приемника в соответствии с расположением осей на рис. 1, можно написать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Phi}_{dd} &= \dot{G}_d \left[w_1 k_1 I_{ud} + \frac{3}{2} w_2 k_2 \times \right. \\ &\quad \times \left(I_1 \sin \frac{\theta}{2} + I_2 \cos \frac{\theta}{2} \right); \\ \dot{\Phi}_{dn} &= \dot{G}_d \left[w_1 k_1 I_{un} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{3}{2} w_2 k_2 \left(I_1 \sin \frac{\theta}{2} - I_2 \cos \frac{\theta}{2} \right) \right]; \\ \dot{\Phi}_{qd} &= \frac{3}{2} w_2 k_2 \dot{G}_q \left(I_1 \cos \frac{\theta}{2} - I_2 \sin \frac{\theta}{2} \right); \\ \dot{\Phi}_{qn} &= \frac{3}{2} w_2 k_2 \dot{G}_q \left(-I_1 \cos \frac{\theta}{2} - I_2 \sin \frac{\theta}{2} \right), \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где w_1 — число витков катушки индуктора;
 k_1 — коэффициент, определяемый полюсным перекрытием индуктора, корректирующий роль н. с. его катушек в возбуждении продольных потоков.

Уравнения для параллельно включенных первичных цепей сельсинов имеют вид:

$$U_1 = I_{ud} Z_1 + j c_1 \dot{\Phi}_{dd} = I_{un} Z_1 + j c_1 \dot{\Phi}_{dn}, \quad (4)$$

где $Z_1 = r_1 + j x_1$ — сопротивление катушки индуктора.

Составление уравнений рассматриваемой системы исчерпывается соотношениями для токов в цепях 1 и 2:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{\dot{E}_{1d} - \dot{E}_{1n}}{\frac{3}{2} 2 Z_1} = -j \frac{2}{3} \frac{c_2}{Z_2} \left[(\dot{\Phi}_{dd} + \dot{\Phi}_{dn}) \sin \frac{\theta}{2} + \right. \\ &\quad \left. + (\dot{\Phi}_{qd} - \dot{\Phi}_{qn}) \cos \frac{\theta}{2} \right]; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{\dot{E}_{2d} - \dot{E}_{2n}}{\frac{3}{2} 2 Z_2} = -j \frac{2}{3} \frac{c_2}{2 Z_2} \times \\ &\quad \times \left[(\dot{\Phi}_{dd} - \dot{\Phi}_{dn}) \cos \frac{\theta}{2} - (\dot{\Phi}_{qd} + \dot{\Phi}_{qn}) \sin \frac{\theta}{2} \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где $Z_2 = r_2 + j x_2$ — сопротивление одной фазы трехфазных обмоток вторичных цепей сельсинов.

Входящее в выражение для I_2 значение суммы поперечных потоков нетрудно получить из уравнений (3):

$$\dot{\Phi}_{qd} + \dot{\Phi}_{qn} = -3 w_2 k_2 \dot{G}_q I_2 \sin \frac{\theta}{2} \quad (7)$$

Значение разности продольных потоков следует из совместного решения уравнений (3) и (4):

$$\dot{\Phi}_{dd} - \dot{\Phi}_{dn} = \frac{3 Z_1}{Z_1 + j c_1 w_1 k_1 \dot{G}_d} w_2 k_2 \dot{G}_d I_2 \cos \frac{\theta}{2}. \quad (8)$$

Подстановка (7) и (8) в (6) приводит к выводу, что ток в цепи 2 равен нулю. Это обстоятельство доказывает, что при любых расположениях индукторов трехфазные обмотки вторичных цепей сельсинов (рис. 2) могут заменяться однофазными, средняя плоскость которых делит угол рассогласования пополам. Расположение катушек на рис. 1 и 2 иллюстрирует эквивалентность рассматриваемых индикаторных сельсинов двум однофазным поворотным трансформаторам с последовательно включенными в замкнутую цепь выходными обмотками. Этот режим, естественно, сохраняется при замыкании накоротко выходных обмоток каждого из однофазных трансформаторов, повернутых в противоположные стороны на углы $\pm \frac{\theta}{2}$.

Токи и э. д. с. в цепях системы. С фактом равенства нулю тока I_2 связаны значительные упрощения в составленных ранее уравнениях.

Согласно (8) имеет место равенство продольных потоков в датчике и приемнике

$$\dot{\Phi}_{dd} = \dot{\Phi}_{dn} = \dot{\Phi} = \dot{G}_d \left(w_1 k_1 I_u + \frac{3}{2} w_2 k_2 I_1 \sin \frac{\theta}{2} \right). \quad (9)$$

Токи в катушках индукторов, датчика и приемника согласно (4) и (9) одинаковы для всех углов рассогласования:

$$I_{ud} = I_{un} = I_u. \quad (10)$$

Поперечные потоки в соответствии с (7) и (3) равны и противоположны по знакам, т. е. направлениям в пространстве:

$$\dot{\Phi}_{qd} = -\dot{\Phi}_{qn} = \dot{\Phi}_q = \frac{3}{2} w_2 k_2 \dot{G}_q I_1 \cos \frac{\theta}{2}. \quad (11)$$

Выражение для тока I_1 после подстановки в (5) соотношений (9) и (11) приобретает вид:

$$I_1 = -j \frac{2}{3} \frac{c_2}{Z_2} \frac{2 \dot{\Phi} \sin \frac{\theta}{2} + 2 \frac{3}{2} w_2 k_2 \dot{G}_q I_1 \cos^2 \frac{\theta}{2}}{2 Z_2}. \quad (5a)$$

Отсюда следует:

$$\begin{aligned} I_1 &= -j \frac{2}{3} c_2 \dot{\Phi} \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{Z_2 + j c_2 w_2 k_2 \dot{G}_q \cos^2 \frac{\theta}{2}} = \\ &= \dot{E}_\phi \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{Z_2 + Z_q \cos^2 \frac{\theta}{2}}. \end{aligned} \quad (12)$$

В выражении (12) $\dot{E}_\phi = -j \frac{2}{3} c_2 \dot{\Phi}$ соответствует значению э. д. с., наведенной в фазе трехфазной вторичной обмотки сельсина при совпадении ее оси с продольной осью индуктора. Сопротивление поперечной реакции

$$Z_q = r_q + j x_q = j c_2 w_2 k_2 \dot{G}_q = j 4,44 \frac{3}{2} (w_2 k_2)^2 \dot{G}_q f$$

соответствует отношению э. д. с., наводимой в двух третях витков поворотной однофазной вторичной обмотки 1, по которой ведется расчет, к току в этой же обмотке при ее расположении по поперечной оси индуктора. Составляющие тока I_1 , определяющие н. с. реакции по продольной и поперечной осям сельсина, равны:

$$I_d = I_1 \sin \frac{\theta}{2} = -j \frac{2}{3} c_2 \dot{\Phi} \frac{1 - \cos \theta}{2Z_2 + Z_q(1 + \cos \theta)}; \quad (13)$$

$$I_q = I_1 \cos \frac{\theta}{2} = -j \frac{2}{3} c_2 \dot{\Phi} \frac{\sin \theta}{2Z_2 + Z_q(1 + \cos \theta)}. \quad (14)$$

Подстановкой (9) в (13) можно получить связь между значениями токов I_u и I_d :

$$I'_d = \frac{3}{2} \frac{w_2 k_2}{w_1 k_1} I_d = -\frac{Z_d(1 - \cos \theta)}{2Z_2 + Z_q(1 + \cos \theta) + Z_d(1 - \cos \theta)}. \quad (15)$$

Сопротивление продольной реакции

$$Z_d = r_d + jx_d = jC_2 w_2 k_2 G_d = j4,44 \frac{3}{2} (w_2 k_2)^2 G_d f$$

аналогично Z_q соответствует отношению э. д. с., наводимой в двух третях витков поворотной однофазной вторичной обмотки 1, к току в этой же обмотке при ее расположении по продольной оси отсоединенном от сети индуктора. Уравнения (4), (9) и (15) дают значения тока в цепи индуктора в рассматриваемом режиме индикаторных сельсинов:

$$I_u \left[Z_1 + Z_0 \frac{2Z'_2 + Z'_q(1 + \cos \theta)}{2Z'_2 + Z'_q(1 + \cos \theta) + Z_0(1 - \cos \theta)} \right] = \dot{U}_1 \quad (16)$$

Сопротивления вторичных цепей в уравнении (16) приведены к первичным.

Коэффициент приведения, равный $\frac{2}{3} \left(\frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)^2$, определяется в процессе решения уравнений (4), (9) и (15).

Для практических расчетов тока I_u удобно воспользоваться введенным М. П. Костенко [Л. 10] в теорию индукционных машин переходом от Т-образной к Г-образной схеме замещения. В этом случае формула (16) может быть преобразована к виду:

$$I_u = \dot{U}_1 \left[\frac{1}{Z_1 + Z_0} + \frac{1 - \cos \theta}{\sigma Z_1(1 - \cos \theta) + \sigma^2 [2Z'_2 + Z'_q(1 + \cos \theta)]} \right], \quad (16a)$$

где $Z_0 = \frac{2}{3} \left(\frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)^2 Z_d = r_0 + jx_0$ соответствует сопротивлению холостого хода однофазного поворотного трансформатора; $\sigma = \frac{Z_1 + Z_0}{Z_0} = -\frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_0}$ соответствует взятому с обратным знаком отношению комплексных значений напряжения к э. д. с. при холостом ходе трансформатора или сельсинов ($\theta = 0$).

Отношение суммы в квадратных скобках уравнения (16) ко второму слагаемому выде-

ляет составляющую напряжения, компенсирующую э. д. с. в катушке индуктора от продольного потока:

$$-\frac{\dot{U}_1}{\dot{E}} = \lambda = \dot{z} + \frac{Z_1(1 - \cos \theta)}{2Z'_2 + Z'_q(1 + \cos \theta)}. \quad (17)$$

Отношение комплексных значений э. д. с. и напряжения по уравнению (17) рассчитывается с необходимым для малогабаритных сельсинов учетом сопротивлений первичной цепи и, в случае необходимости, потерь в стали.

Одновременно могут быть использованы известные в теории индукционных машин и трансформаторов способы учета насыщения магнитных цепей, заключающиеся в соответствующей оценке сопротивлений Z_0 и Z'_q .

Из уравнений (13), (15) и (16) следует значение тока I'_1 поворотной однофазной обмотки:

$$I'_1 = -\dot{U}_1 \frac{2}{3} \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \cdot \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{\dot{z} \left(Z'_2 + Z'_q \cos^2 \frac{\theta}{2} \right) + Z_1 \sin^2 \frac{\theta}{2}} \quad (18)$$

Токи в трех неподвижных контурах реальной вторичной обмотки сельсина зависят от угла рассогласования θ и пространственного расположения индуктора. Для учета расположения индуктора можно ввести угол γ между его продольной осью и осью какой-либо из фаз. Уравнение (18) дает ток любой из фаз при угле γ для данной фазы, равном:

$$\gamma = \frac{\pi + \theta}{2}.$$

Если ориентировать индуктор по оси фазы A , то для принятых на рис. 2 обозначений и отсчете углов θ и γ по порядку следования фаз, токи в каждом из трех вторичных контуров равны:

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_1 \sin \left(\gamma - \frac{\theta}{2} \right); \\ I_B &= I_1 \sin \left(\gamma - \frac{\theta}{2} + 120^\circ \right); \\ I_C &= I_1 \sin \left(\gamma - \frac{\theta}{2} - 120^\circ \right). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Синхронизирующие моменты. Абсолютное значение э. д. с. катушки индуктора из уравнения (17) позволяет по ранее полученному автором [Л. 1, 2] выражению определить моменты сельсинов. Для двухполюсных машин при $r_q = 0$ зависимость $M = f(\theta)$ имеет вид:

$$M = E^2 \frac{10^5}{9,81\pi f} \frac{(x'_2 + x'_q) \sin \theta}{4r_2'^2 + [2x'_2 + x'_q(1 + \cos \theta)]^2} [\text{з.см.}] \quad (20)$$

При малых углах рассогласования, для которых возможно опустить в уравнении (17) второе слагаемое с множителем $(1 - \cos \theta)$, достаточной точностью обладает формула

$$M = \left(\frac{U_1}{\sigma} \right)^2 \frac{10^5}{9,81\pi f} \frac{(x'_2 + x'_q) \sin \theta}{4r_2'^2 + [2x'_2 + x'_q(1 + \cos \theta)]^2} [\text{з.см.}] \quad (21)$$

Расчет синхронизирующих моментов для углов рассогласования, выходящих за пределы указанного ограничения, требует подстановки в (20) квадрата абсолютного значения E , которое определяется выражением (17). При отсутствии учета потерь в стали для сельсинов,

$$M = \left(\frac{U_1}{\sigma}\right)^2 \frac{10^5}{9,81\pi f} \cdot \frac{(x'_2 + x'_q) \sin \theta}{4r'_2 + [2x'_2 + x'_q(1 + \cos \theta)]^2 + \frac{4}{\sigma^2} \left[r_1(r'_2 + r_1 \frac{x'_2}{x_0}) + C_1 x_1 x'_2 \right] (1 - \cos \theta)} \cdot [z \cdot \text{см}]. \quad (24)$$

не обладающих поперечным демпфирующими контурам на индукторах, можно принять:

$$r_0 = r'_q = 0; Z_0 = jx_0; Z'_q = jx'_q.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{Z_1 + Z_0}{Z_0} = \frac{x_1 + x_0}{x_0} - j \frac{r_1}{x_0}; \\ \sigma^2 &= \left(\frac{x_1 + x_0}{x_0}\right)^2 + \left(\frac{r_1}{x_0}\right)^2 = C_1^2 + \left(\frac{r_1}{x_0}\right)^2, \end{aligned}$$

где

$$C_1 = \frac{x_1 + x_0}{x_0}.$$

В этих условиях выражение для квадрата абсолютного значения E приобретает вид:

$$\begin{aligned} E^2 &= \left(\frac{U_1}{\sigma}\right)^2 \frac{4r'_2 + [2x'_2 + x'_q(1 + \cos \theta)]^2 + \frac{4}{\sigma^2} \left[r_1 \left(r'_2 + r_1 \frac{x'_2}{x_0} \right) + C_1 x_1 x'_2 \right] (1 - \cos \theta) +}{4z'_2 + \frac{z_1^2}{\sigma^2} (1 - \cos \theta)^2 +} \\ &\rightarrow + x'_q \left[x'_q (1 + \cos \theta)^2 + \frac{2}{\sigma^2} \left(\frac{r_1^2}{x_0} + C_1 x_1 \right) \sin^2 \theta + 4x'_2 (1 + \cos \theta) \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Нетрудно видеть, что подстановка (22) в (20) лишает зависимость $M = f(\theta)$ простоты и удобства для практических расчетов. Причиной является относительная сложность взаимосвязи значений э. д. с. обмотки индуктора с падениями напряжений в первичной цепи, учитывающими в уравнениях (17) и (22) токи холостого хода и их изменения при рассогласованиях системы. Идентичность числителя (22) знаменателю (20) делает определяющим в структуре расчетной формулы моментов зависимость $E = \psi(\theta)$, представленную уравнением (22).

Выражение $M = f(\theta)$ после подстановки (22) в (20) имеет вид:

$$M = \left(\frac{U_1}{\sigma}\right)^2 \frac{10^5}{9,81\pi f} \frac{(x'_2 + x'_q) \sin \theta}{4r'_2 + [2x'_2 + x'_q(1 + \cos \theta)]^2 + \frac{4}{\sigma^2} \left[r_1 \left(r'_2 + r_1 \frac{x'_2}{x_0} \right) + C_1 x_1 x'_2 \right] (1 - \cos \theta) + A}, \quad (23)$$

где

$$A = \frac{1}{\sigma^2} \left[z_1^2 (1 - \cos \theta)^2 + 2x'_q \left(\frac{r_1^2}{x_0} + C_1 x_1 \right) \sin^2 \theta \right].$$

Пределы, при которых допустимо пренебрежение в знаменателе (23) членами, содержащими квадрат синуса малых углов рассогласования, соответствуют практическим режи-

мам работы индикаторных сельсинов. Поэтому, положив в (23) $A = 0$, можно получить расчетную формулу для синхронизирующих моментов, сохраняющую точность в более широком диапазоне углов рассогласования, чем выражение (21):

Выводы. 1. Рациональный выбор осей координат приводит к общему виду доказательства идентичности индикаторных сельсинов в режимах синхронных поворотов однофазным поворотным трансформаторам.

2. Предложенные методы расчета просты и учитывают все факторы, кроме несинусоидальности распределения индукций в зазоре.

Литература

1. Г. И. Штурман. Сельсины для дистанционной передачи поворотов. Вестник электропромышленности, № 7, 1938.

2. Г. И. Штурман. Индукционные машины в системах электрических валов (сельсины). Государственное научно-техническое издательство Украины ДНТВУ. Харьков, 1938.

3. Д. В. Васильев. Индукционные системы синхронной связи. Труды Ленинградского индустриального института, № 7, 1938.

4. А. Г. Иосифьян и Д. В. Свечарник. Сельсины. Госэнергоиздат, 1941.

5. Д. А. Городской. Теория сельсинов. Вестник электропромышленности, № 1—2, 1943.

6. А. Н. Миях. Основы теории трехмерных сельсинов. Сборник научно-технических статей Института электротехники АН УССР, вып. 1, 1948.

7. М. П. Костенко. Электрические машины (специальная часть). Госэнергоиздат, 1949.

8. Д. В. Васильев. Индукционные системы синхронной связи. Госэнергоиздат, 1949.

9. Л. Н. Грузов. Расчет характеристик схем синхронной связи с однофазными явнополюсными сельсинами. Труды Ленинградской военной электротехнической академии связи, вып. 21, 1949.

10. М. П. Костенко. Круговая диаграмма и эквивалентная схема асинхронной машины. Вестник электротехники, № 4, 1930.

Выбор стабилизирующих трансформаторов для электроприводов с электромашинным усилителем¹

Кандидат техн. наук С. С. РОЙЗЕН

МОПЭО ГПИ Тяжпромэлектропроект

В промышленных электроприводах по схеме генератор — двигатель с электромашинным усилителем для обеспечения устойчивости и необходимого качества переходных процессов обычно используются стабилизирующие трансформаторы. Правильный выбор параметров стабилизирующего трансформатора при проектировании и наладке электропривода во многом определяет характер и продолжительность переходных процессов и, следовательно, производительность оборудования.

Указанная задача на первый взгляд может быть решена сравнительно просто, поскольку в распоряжении проектировщика и наладчика имеются каталожные данные всех электрических машин и выпускаемых промышленностью стабилизирующих трансформаторов. Однако на практике оказывается, что расчеты, произведенныес с использованием каталожных данных электрических машин и стабилизирующих трансформаторов, дают плохие результаты, не подтверждаемые экспериментами.

Получаемые из таких расчетов предельные общие коэффициенты усиления обычно во много раз больше реально допустимых коэффициентов усиления. Так, например, для системы генератор — двигатель мощностью 20 квт с усилителем ЭМУ-12А и стабилизирующим трансформатором ТС-72/60 из расчета было получено, что предельный общий коэффициент усиления K равен 65, а испытание этого электропривода показало, что он теряет устойчивость уже при $K = 20$. Следует отметить, что учет индуктивности и взаимоиндуктивности обмоток управления усилителя и рассеяния стабилизирующего трансформатора не приводит к существенным изменениям результатов расчета.

Следует отметить, что в случае стабилизации системы генератор — двигатель с усилителем при помощи емкости (контура RC) расчеты и эксперименты дают весьма близкие результаты. Это говорит о том, что причина ошибок в расчетах схем со стабилизирующими трансформаторами лежит не в методике расчета, а в том, что параметры этих трансформаторов, вводимые в расчет, определяются неправильно.

Рассмотрим случай, когда стабилизирующая цепь охватывает усилитель (рис. 1).

Для схемы рис. 1 могут быть составлены следующие уравнения:

$$U_{1m} = i_{1m} r_{1m} + w_{1m} p \Phi_m; \quad (1)$$

$$w_{2m} p \Phi_m = i_{2m} (r_{2m} + r_2); \quad (2)$$

$$(i_{1m} w_{1m} - i_{2m} w_{2m}) = \alpha_m \Phi_m; \quad (3)$$

где Φ_m — магнитный поток в сердечнике стабилизирующего трансформатора.

Обычно предполагается, что сердечник трансформатора ненасыщен и коэффициент $\alpha_m = \text{const}$.

Введем следующие обозначения:

$$m = \frac{U_{1m}}{U_a}; \quad T_{1m} = \frac{w_{1m}^2 \alpha_m}{r_{1m}}; \quad T_{2m} = \frac{w_{2m}^2 \alpha_m}{(r_{2m} + r_2)};$$

$$T_c = T_{1m} + T_{2m}; \quad K_c = m \frac{w_{2m}}{w_{1m}} \cdot \frac{\omega_2}{R_2} \cdot \frac{T_{1m}}{T_c};$$

$$R_2 = r_{2m} + r_2.$$

Решая уравнения (1)…(3) совместно, получаем оператор стабилизирующего трансформатора:

$$K_c(p) = \frac{i_{2m} \omega_2(p)}{U_a(p)} = \frac{K_c T_c p}{(T_c p + 1)}. \quad (4)$$

Оператор усилителя, охваченного гибкой отрицательной обратной связью, может быть найден по формуле

$$K_y(p) = \frac{U_a(p)}{F_p(p)} = \frac{K_a(p)}{1 + K_a(p) \cdot K_c(p)}, \quad (5)$$

где $K_a(p) = \frac{K_a}{T_a p + 1}$ — оператор усилителя, который при учете только одной постоянной времени поперечной цепи представляет собой простое инерционное звено;

T_a — постоянная времени поперечной цепи;

$K_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta F_p}$ — передаточный коэффициент усилителя;

F_p — результирующая н. с. усилителя.

Подстановка в (5) выражений для $K_c(p)$ и $K_a(p)$ приводит к выражению

$$K_y(p) = \frac{K_a (T_c p + 1)}{(T_a p + 1)(T_c p + 1) + K_a K_c T_c}. \quad (6)$$

Характеристический вектор усилителя со стабилизирующим трансформатором может

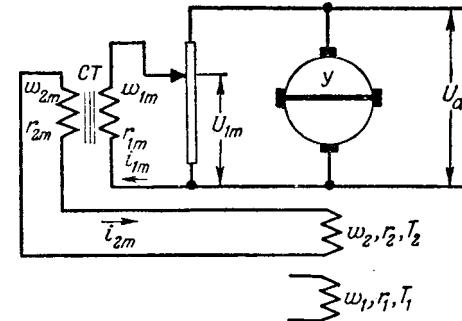


Рис. 1. Схема блока электромашинный усилитель — стабилизирующий трансформатор.

Y — электромашинный усилитель; CT — стабилизирующий трансформатор.

¹ Статья печатается в порядке обсуждения.

быть получен путем замены r на $j\omega$ и учета параметров обмотки обратной связи усилителя:

$$K_{o.c} = \frac{F_{o.c}}{U_{o.c}} = \frac{i_{o.c} \omega_{o.c}}{i_{o.c} R_{o.c}} = \frac{\omega_{o.c}}{R_{o.c}}.$$

Проведя одновременно несложные преобразования и обозначив

$$T_A = T_a + T_c + K_a K_c T_c,$$

получаем характеристический вектор блока усилитель — стабилизирующий трансформатор:

$$W_a(j\omega) = \frac{U_a(j\omega)}{U_{o.c}(j\omega)} = \frac{K_a K_{o.c} (T_c \omega j + 1)}{T_A \omega j + (1 - T_a T_c \omega^2)}. \quad (7)$$

Если не учитывать постоянную времени поперечной цепи усилителя, то выражение для характеристического вектора значительно упрощается. В этом случае

$$W_a(j\omega) = \frac{K_a K_{o.c} (T_c \omega j + 1)}{T_A \omega j + 1}. \quad (8)$$

Характеристический вектор блока усилитель — стабилизирующий трансформатор может быть получен и с учетом индуктивности и взаимоиндуктивности обмоток управления усилителя по методу, предложенному Д. П. Морозовым. В этом случае он имеет следующий вид:

$$W_a(j\omega) = \frac{K_a K_{o.c} (T_c \omega j + 1)}{(T_A \omega - a\omega^3) j + (1 - b\omega^2)}, \quad (9)$$

где

$$T'_A = T_c + T_a + T_1 + T_2 + K_a K_c T_c = T_A + T_1 + T_2;$$

$$a = T_c T_a T_1 + T_a T_{1m} T_2;$$

$$b = T_a (T_c + T_1 + T_2) + T_c T_1 + T_{1m} T_2;$$

T_1 и T_2 — постоянные времена соответствующих обмоток управления усилителя.

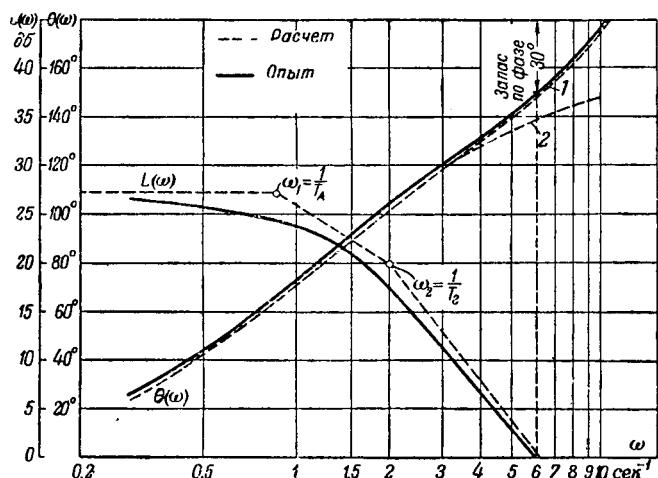


Рис. 2. Логарифмические частотные характеристики системы генератор — двигатель с электромашинным усилителем ($T_A = 1,2$ сек; $T_c = 0,17$ сек; $T_z = 0,5$ сек; $T_m = 0,1$ сек; $T_g = 0,075$ сек; $K = 23$).

1 — с учетом постоянной времени T_1 ; 2 — без учета T_1 .

Следует отметить, что обычно $(T_1 + T_2) \ll T_c + T_a + K_a K_c T_c$ и поэтому $T'_A \approx T_A$.

При исследовании вопроса о том, каким из трех приведенных выше выражений для характеристического вектора блока усилитель — стабилизирующий трансформатор следует пользоваться при практических расчетах, необходимо иметь в виду, что для промышленных электроприводов средней и большой мощности, работающих по схеме генератор-двигатель с усилителем, полоса пропускания частот ограничивается угловыми частотами порядка $8 \dots 10$ сек⁻¹. Этим определяется сравнительно небольшое влияние малых постоянных времени усилителя на переходный процесс, так как при частотах до $8 \dots 10$ сек⁻¹ обычно $T_A \omega \gg a\omega^3$ и $1 \gg b\omega^2$.

В качестве примера на рис. 2 показаны логарифмические частотные характеристики, построенные по опытным данным, полученным при испытаниях электропривода по схеме генератор-двигатель мощностью 20,5 квт с усилителем ЭМУ-12А и стабилизирующим трансформатором ТС-72/60. Параметры стабилизирующего трансформатора были подобраны так, чтобы получить перерегулирование около 30% и быстрое затухание колебаний. Как видно из рис. 2, частота среза амплитудной логарифмической характеристики ω составляет 6 сек⁻¹.

Для более мощных электроприводов, имеющих постоянную времени обмотки возбуждения генератора более 0,5 сек, частота среза будет еще меньше.

Лишь в тех случаях, когда постоянная времени обмотки возбуждения генератора T_z и электромеханическая постоянная времени привода T_m малы ($T_z < 0,5$ сек, $T_m < 0,05$ сек), граница полосы пропускания частот выходит за $\omega = 10$ сек⁻¹.

Эти случаи не характерны для мощных промышленных приводов и в дальнейшем не рассматриваются.

Для того чтобы показать, что при верхней границе полосы пропускания частот не более $8 \dots 10$ сек⁻¹ малые постоянные времени усилителя практически не влияют на переходный процесс в системе, были сняты частотные характеристики блока усилитель — стабилизирующий трансформатор при использовании трех типов усилителей и двух типов стабилизирующих трансформаторов в различных сочетаниях друг с другом. Построенные по опытным данным логарифмические частотные характеристики усилителя ЭМУ-12А и трансформатора ТС-72/60 показаны на рис. 3. Анализ этих характеристик, а также формул (7) и (9), приводит к выводу, что роль блока усилитель — стабилизирующий трансформатор в переходных процессах в системе, имеющей $\omega_c < 8 \dots 10$ сек⁻¹, вполне может быть определена двумя постоянными временем — T_c и T_A и коэффициентом передачи усилителя, а характеристический

вектор этого блока может быть принят в соответствии с уравнением (10).

Постоянные времени T_A и T_c нетрудно определить, построив асимптотические характеристики и найдя частоты сопряжения ω_1 и ω_2 :

$$T_A = \frac{1}{\omega_1}; \quad T_c = \frac{1}{\omega_2}.$$

Найденные таким путем постоянные времени T_A и T_c являются некоторыми эквивалентными величинами, учитывающими и насыщение стабилизирующего трансформатора. Поэтому наиболее точных результатов при расчете переходных процессов в системе можно ожидать при использовании в расчете постоянных времени T_A и T_c , найденных путем испытания блока усилитель — стабилизирующий трансформатор в той зоне напряжений, в которой он будет работать в системе.

Расчет постоянных времени T_A и T_c по паспортным данным стабилизирующего трансформатора приводит к результатам, значительно отличающимся от опытных данных. В качестве примера можно привести усилитель ЭМУ-12А со стабилизирующим трансформатором ТС-72/60. Параметры схемы в соответствии с рис. 1: $\omega_1 = \omega_2 = 900$; $r_1 = r_2 = 145$ ом; $m = 1$.

Паспортные данные стабилизирующего трансформатора ТС-72/60: $\omega_{1m} = 4800$; $r_{1m} = 232$ ом; $L_{1m} = 95$ гн; $\omega_{2m} = 1100$; $r_{2m} = 10,3$ ом; $L_{2m} = 5$ гн.

На основании этих данных можно подсчитать:

$$\begin{aligned} T_{1m} &= \frac{L_{1m}}{r_{1m}} = \frac{95}{232} = 0,41 \text{ сек}; \quad T_{2m} = \\ &= \frac{L_{2m}}{r_{2m} + r_2} = \frac{5}{10,3 + 145} = 0,03 \text{ сек}; \\ T_c &= T_{1m} + T_{2m} = 0,44 \text{ сек}; \\ K_c &= m \frac{\omega_{2m} \omega_{1m}}{\omega_{1m} R_2 T_c} = \frac{1 \cdot 1100 \cdot 900 \cdot 0,4}{4800 (10,3 + 145) 0,44} = 1,21; \\ K_c T_c &= 1,21 \cdot 0,44 = 0,53. \end{aligned}$$

Коэффициент передачи K_a усилителя ЭМУ-12А по н. с. при изменении напряжения на якоре в пределах 30...70 в, найденный опытным путем, равен 5,2 в/а.

$$\begin{aligned} T_A &= T_a + T_c + K_a K_c T_c = 0,1 + 0,44 + \\ &+ 5,2 \cdot 1,21 \cdot 0,44 = 3,3 \text{ сек}. \end{aligned}$$

В то же время в результате испытаний усилителя ЭМУ-12А в блоке со стабилизирующим трансформатором ТС-72/60 было получено: $T_c = 0,17$ сек; $T_A = 1,2$ сек. Снятие частотных характеристик производилось при минимальном зазоре магнитопровода трансформатора, полном использовании обмоток и отсутствии добавочных сопротивлений. Напряжение на якоре усилителя при малых частотах изменялось в пределах 30...70 в, и поэтому ток в

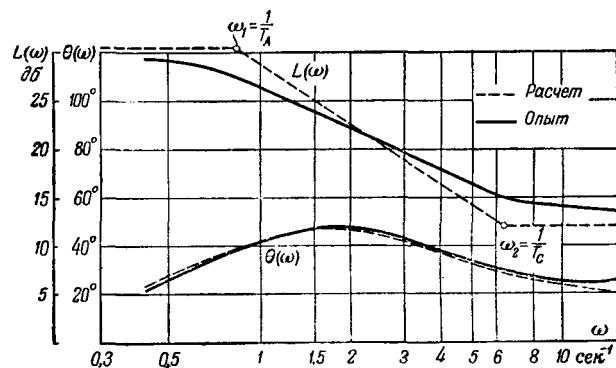


Рис. 3. Логарифмические частотные характеристики усилителя ЭМУ-12А со стабилизирующим трансформатором ($T_c = 0,17$ сек; $T_A = 1,2$ сек).

первичной обмотке стабилизирующего трансформатора не превышал 0,3 а.

Таким образом, расчетные значения постоянных T_c и T_A по паспортным данным оказались в 2,7 раза больше полученных из опыта.

Расчеты, произведенные для других типов усилителей и стабилизирующих трансформаторов, также дали результаты, значительно отличающиеся от опытных данных.

Лучшие результаты получаются, если пользоваться при расчете параметрами стабилизирующего трансформатора, найденными экспериментально, путем снятия частотных характеристик. На рис. 3 показаны логарифмические частотные характеристики стабилизирующего трансформатора ТС-72/60, построенные по опытным данным. Конфигурация амплитудной характеристики подтверждает, что оператор стабилизирующего трансформатора действительно имеет следующий вид:

$$K'_c(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{K'_c T_c p}{T_c p + 1}.$$

Точка пересечения асимптот дает частоту сопряжения ω_c для слагающей $L_1(\omega) = -20 \lg \sqrt{T_c^2 \omega^2 + 1}$, по которой можно определить T_c , а амплитуда при частотах 10...15 сек⁻¹ позволяет определить K'_c .

При снятии частотных характеристик стабилизирующего трансформатора важно, чтобы подаваемое на его первичную обмотку напряжение изменялось в тех же пределах, в которых оно может практически изменяться при подключении трансформатора к усилителю, работающему в системе генератор-двигатель. В этом случае испытание позволит определить некоторую эквивалентную постоянную времени T_c и коэффициент передачи K'_c , учитывающие насыщение сердечника трансформатора. Показанные на рис. 3 характеристики были получены при подаче на первичную обмотку напряжения, имевшего постоянную слагающую 50 в и переменную слагающую с амплитудой 20 в. Частота последней изменялась от 0,1 до 2 гц.

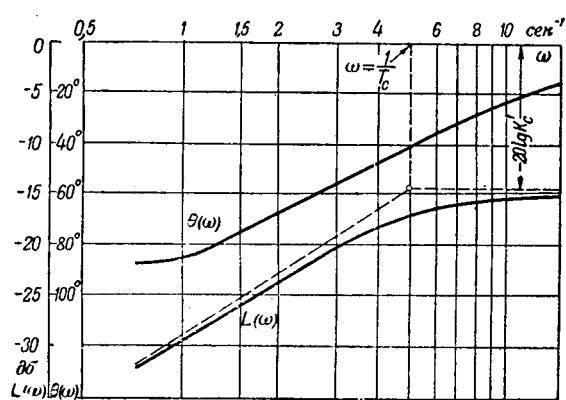


Рис. 4. Логарифмические частотные характеристики стабилизирующего трансформатора ТС-72/60.

что соответствует $\omega = 0,68 \dots 13,6 \text{ сек}^{-1}$. Сердечник трансформатора не имел зазора, обмотки были использованы полностью, добавочных сопротивлений не было.

В результате построения логарифмических частотных характеристик (рис. 4) было получено: $T_c = 0,2 \text{ сек}$; $K_c' = 0,2$. Расчет K_c и T_A дает:

$$K_c = K_c' \frac{\omega_2}{R_2} = 0,2 \frac{900}{155,3} = 1,15;$$

$$T_A = T_a + T_c(1 + K_a K_c) = 1,45 \text{ сек.}$$

Полученные таким способом значения T_c и T_A уже гораздо ближе к их истинным значениям, найденным путем испытания усилителя вместе со стабилизирующим трансформатором.

После того как определены постоянные времена T_c и T_A блока усилитель — стабилизирующий трансформатор, можно, используя логарифмические частотные характеристики, быстро и с достаточной для практики точностью оценить качество переходного процесса в системе и, таким образом, проверить пригодность выбранного предварительно стабилизирующего трансформатора.

В качестве примера может служить электропривод по схеме генератор — двигатель мощ-

ностьюю 20,5 квт с усилителем ЭМУ-12А и стабилизирующим трансформатором ТС-72/60. Электромеханическая постоянная времени привода $T_m = 0,1 \text{ сек}$. Постоянны времена обмотки возбуждения генератора $T_z = 0,5 \text{ сек}$ и якоря $T_x = 0,075 \text{ сек}$. Общий коэффициент усиления в пределах напряжения генератора 30...180 в равен 23. Блок усилитель — стабилизирующий трансформатор имеет $T_c = 0,17 \text{ сек}$ и $T_A = 1,2 \text{ сек}$.

Характеристический вектор всей разомкнутой системы равен произведению характеристических векторов блока усилитель — стабилизирующий трансформатор и системы генератор-двигатель.

Таким образом,

$$W(j\omega) = \frac{K(T_c \omega j + 1)}{(T_A \omega j + 1)(T_z \omega j + 1)[T_m \omega j + (1 - T_m T_x \omega^2)]}. \quad (10)$$

Логарифмические частотные характеристики: амплитудная

$$\begin{aligned} L(\omega) = & 20 \lg K + 20 \lg \sqrt{T_c^2 \omega^2 + 1} - \\ & - 20 \lg \sqrt{T_A^2 \omega^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_z^2 \omega^2 + 1} - \\ & - 20 \lg \sqrt{T_m^2 \omega^2 + (1 - T_m T_x \omega^2)^2}; \end{aligned} \quad (11)$$

фазовая

$$\begin{aligned} \theta(\omega) = & \arctg T_c \omega - \arctg T_A \omega - \arctg T_z \omega - \\ & - \arctg \frac{T_m \omega}{1 - T_m T_x \omega^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

На рис. 2 показаны эти характеристики, построенные по приведенным выше параметрам системы. Там же показаны характеристики, снятые опытным путем.

Как видно из рис. 2, неучет постоянной времени якорной цепи приводит в данном случае к значительной ошибке при оценке качества на основании запаса по фазе.

Испытание нескольких приводов по схеме генератор — двигатель показало, что запас по фазе порядка 30° обеспечивает вполне удовлетворительное качество переходных процессов,

[14. 1. 1957]



Расчет электроэнергии для угольных шахт Донбасса по корреляционной связи

Доктор техн. наук, проф. Б. Н. АВИЛОВ-КАРНАУХОВ

Новочеркасский политехнический институт им. Орджоникидзе

В практике перед работниками угольной промышленности нередко возникает задача о приближенном определении количества электроэнергии для той или иной группы шахт. Такой приближенный расчет требует, чтобы способ определения электроэнергии отличался простотой и нахождение искомой величины можно было произвести по минимальному числу исходных данных.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

В угольных шахтах часть энергии потребляется машинами, занятыми на добыче и транспорте угля, а часть — механизмами на вспомогательных установках (насосами, вентиляторами и т. п.).

Между потребляемой мощностью P и производительностью A механизмов, обслуживающих процесс добычи и транспорта угля, как было показано, например, в [Л. 1 и 2], существует линейная связь $P = f(A)$, называемая энергетиче-

ской характеристикой механизма.

Поскольку электроэнергия, потребляемая шахтой, равна сумме энергий, потребленных отдельными механизмами, можно предполагать, что существует и энергетическая характеристика шахты.

Действительно, анализ потребления электроэнергии несколькими шахтами за много суток показал, что такая связь существует [Л. 3]. Тот же анализ показал, что такая связь имеет линейную форму и выражается уравнением

$$W = bA + W, \quad (1)$$

где W — потребление энергии шахтой за сутки, квт·ч;

b — частичный удельный расход электроэнергии на 1 т угля, квт·ч;

A — производительность шахты по добыче угля в сутки, т;

W_n — постоянная составляющая общешахтного потребления электроэнергии в сутки, квт·ч.

Удельное потребление энергии

$$\omega = \frac{W}{A} = b + \frac{W_n}{A} [\text{квт}\cdot\text{ч}/\text{т}]. \quad (2)$$

С целью выражения энергетических характеристик различных шахт через некоторые общие показатели была введена система относительных единиц [Л. 3]. В этой системе за единицы были приняты:

A_0 — проектная суточная угледобыча шахты, т;

W_0 — среднесуточное потребление энергии при проектной суточной угледобыче, квт·ч;

w_0 — удельное потребление энергии на 1 т при проектной суточной угледобыче, квт·ч.

Применим для относительных величин соответственно следующие обозначения:

$$\alpha = \frac{A}{A_0}; \quad \Omega = \frac{W}{W_0}; \quad \omega = \frac{w}{w_0},$$

причем

$$\Omega = \omega\alpha = \beta\alpha + \gamma; \quad (3)$$

$$\omega = \beta + \frac{\gamma}{\alpha}; \quad (4)$$

где γ — постоянная составляющая относительного потребления электроэнергии;

β — относительное значение частичного удельного потребления электроэнергии.

Очевидно, что

$$\beta + \gamma = 1. \quad (5)$$

Обобщающим показателем является также энерговооруженность шахты.

Обозначим:

P_0 — средняя потребляемая мощность при добыче A_0 , квт;

P — средняя потребляемая мощность при добыче A , квт;

P_y — суммарная установленная мощность всех электродвигателей шахты, квт.

Под энерговооруженностью шахты будем понимать:

$$p_y = \frac{P_y}{A_0},$$

т. е. установленную мощность двигателей, приходящуюся на 1 т проектной суточной угледобычи.

Когда фактическая угледобыча шахты A отличается от проектной A_0 , то и удельное потребление энергии ω будет иметь другое значение. При этом, очевидно,

$$\omega = w_0 \omega.$$

Поделив обе части последней формулы на p_y , получим:

$$\frac{\omega}{p_y} = \frac{w_0}{p_y} \omega = \frac{w_0}{p_y} \left(\beta + \frac{\gamma}{\alpha} \right), \quad (6)$$

где

$$\frac{w_0}{p_y} = \frac{W_0}{A_0} : \frac{P_y}{A_0} = \frac{24P_0}{A_0} : \frac{A_0}{P_y} = 24 \frac{P_0}{P_y} = 24k_{u0} = \xi_0; \quad (7)$$

k_{u0} — коэффициент использования установленной мощности по среднесуточной потребляемой мощности при проектной производительности шахты.

Из формулы (7)

$$k_{u0} = \frac{P_0}{P_y} = \frac{\xi_0}{24}. \quad (8)$$

Из другого отношения

$$\frac{\omega}{p_y} = \frac{W}{A} : \frac{P_y}{A_0} = \frac{24P}{A} \cdot \frac{A_0}{P_y} = 24k_u \frac{1}{\alpha} = \xi_0 \omega$$

получаем:

$$k_u = \frac{\xi_0}{24} \omega \alpha = \frac{\xi_0}{24} \Omega = \frac{\xi_0}{24} (\beta \alpha + \gamma), \quad (9)$$

или

$$k_u = \frac{P}{P_y} = k_{u0} (\beta \alpha + \gamma), \quad (10)$$

где k_u — коэффициент использования установленной мощности по среднесуточной потребляемой мощности при заданной производительности шахты.

Зависимости (6) и (10), выведены в общей форме, поэтому для их практического использования необходимо определить численные значения показателей ξ_0 , β и γ .

В [Л. 4] было установлено, что показатели ξ_0 большинства шахт одного угольного бассейна при существующем режиме эксплуатации близки к некоторой общей средней величине. В указанной работе для определения ξ_0 использовались не только величины w_0 , но и прилежащие к ним значения ω . В настоящем исследовании величина показателя ξ_0 была уточнена по значениям удельного потребления энергии, соответствующим проектной производительности шахты, на основании новейших данных, собранных на угольных шахтах Донбасса.

Отмеченное свойство отношения $\frac{w_0}{p_y} = \xi_0$ позволяет для определения удельного потребления электроэнергии использовать выведенную выше формулу (6). Для определения показателя ξ_0 , а также показателей β и γ , входящих в формулу (6), были собраны сведения об установленной мощности P_y , потреблении энергии

W , проектной A_0 и фактической A угледобывах на 111 шахтах Донбасса с разнообразными естественными условиями и различным уровнем механизации. По этим данным были определены: энергооборудованность или удельная установленная мощность p_y , удельное потребление электроэнергии w и относительное значение производительности α .

Теория корреляционных связей позволила вывести по исходным материалам следующую формулу (см. приложение):

$$\frac{w}{p_y} = 5,4 \left(0,14 + \frac{0,86}{\alpha} \right). \quad (11)$$

Графически эта связь изображена на рис. 1. Выведенная формула при $\alpha = 0,3 \dots 1,3$ имеет среднюю квадратическую погрешность $\sigma = 10,4\%$. Рекомендуется ограничить пределы применения формулы значением $\alpha = 0,4 \dots 1,2$.

С учетом средней квадратической погрешности для удельного потребления энергии последняя формула запишется в следующем виде:

$$w = (0,9 \dots 1,1) 5,4 \left(0,14 + \frac{0,86}{\alpha} \right) p_y. \quad (12)$$

Графически эта зависимость (без учета средней квадратической погрешности) представлена на рис. 2.

Для определения коэффициента использования получаем следующую связь:

$$k_u = \frac{\xi_0}{24} (\beta\alpha + \gamma) = \frac{5,4}{24} (0,14\alpha + 0,86) = \\ = 0,225 (0,14\alpha + 0,86). \quad (13)$$

При $\alpha = 1$

$$k_u = k_{u0} = 0,225. \quad (14)$$

Таким образом, применяя выведенную формулу (12), можно рассчитать общий или удель-

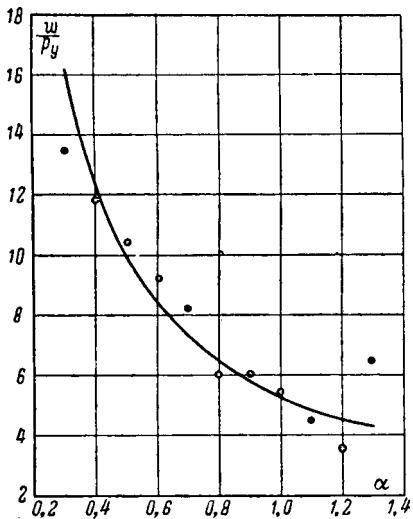


Рис. 1. Корреляционная связь $\frac{w}{p_y} = f(\alpha)$ для угольных шахт Донбасса.

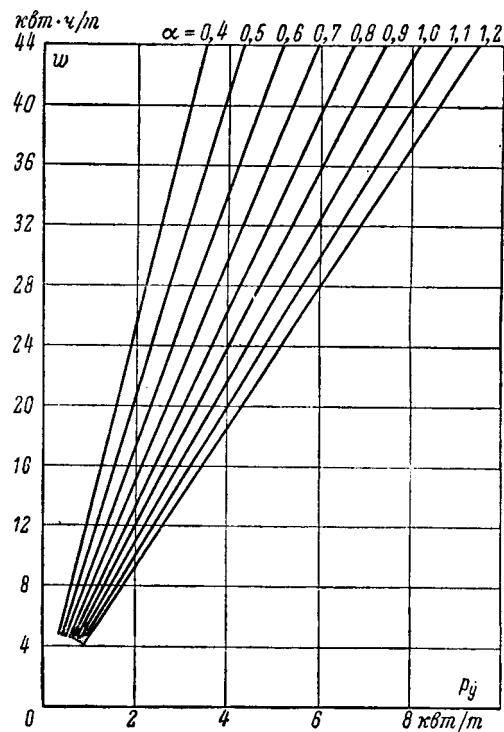


Рис. 2. Корреляционная связь между удельным потреблением энергии w и удельной установленной мощностью p_y при переменном значении относительной производительности α для шахт Донбасса.

ный расход электрической энергии только по трем данным:

а) установленной мощности всех электродвигателей шахты P_y , квт;

б) проектной суточной производительности шахты A_0 , т;

в) планируемой среднесуточной (за планируемый период, например за 1 мес.) производительности шахты A , т.

Используя полученные формулы, следует учитывать, что они выведены как связи корреляционные, а поэтому средняя квадратическая погрешность результата будет тем меньше, чем больше шахт охватывается расчетом. Применительно к отдельным шахтам погрешность может значительно возрастать. Применение выведенной формулы (12) к расчету электроэнергии для отдельных шахт поясняется следующим примером.

Пример. Требуется определить удельное потребление электроэнергии для шахты № 1*.

Проектная угледобыча шахты $A_0 = 1500$ т; установленная мощность всех электродвигателей — 5 889 квт; планируемая угледобыча $A = 1765$ т.

Решение. Находим $\alpha = 1,177$:

$$p_y = 3,926 \text{ квт/т.}$$

Следовательно,

$$w = 5,4 \left(0,14 + \frac{0,86}{1,177} \right) 3,926 = 18,44 \text{ квт·ч/т.}$$

Предельные значения:

$$w' = 0,9 \cdot 18,44 = 16,60 \text{ квт·ч/т.}$$

$$w'' = 1,1 \cdot 18,44 = 20,28 \text{ квт·ч/т.}$$

* Номер условный.

По данным шахты фактическое удельное потребление энергии при заданных условиях составляло 21,07 квт·ч/т.

Погрешности:

а) по средней величине

$$\sigma = \frac{21,07 - 18,44}{18,44} \cdot 100 = 14,26\%;$$

б) по верхнему пределу

$$\sigma'' = \frac{21,07 - 20,28}{20,28} \cdot 100 = 3,9\%.$$

Для расчета электроэнергии на группу шахт требуется знать: суммарную проектную угледобычу этих шахт, планируемую угледобычу и их суммарную установленную мощность. Расчет производится по тем же формулам.

Приложение. Определение параметров $\frac{w_0}{p_y}$, β и γ для

связи $\frac{w}{p_y} = f(\alpha)$ произведено по опытным данным. Исходные данные представлены в виде так называемой двойной корреляционной таблицы.

Двойная корреляционная таблица для связи

$$\frac{w}{p} = f(\alpha)$$

$\frac{w}{p}$	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00	1,10	1,20	1,30	n_i
α												
2,00							1	1	1			2
3,00							1	1	1			3
4,00					1	3	2	5	4	1		16
5,00						4	3	6				14
6,00		1			1	3	5	2	3	1		17
7,00		1			2	3	2	1	2		1	12
8,00					2	4	2	2	1			11
9,00			1	2	3	1						7
10,00		2	2	1	2	1	1					9
11,00	1	1	1	1				1				5
12,00		3		1	1							5
13,00			1		1							2
14,00		2	2	1								5
15,00												0
16,00		1	1									2
17,00			1									1
$n_h \dots$	2	13	7	11	17	18	12	18	9	2	2	111

По данным этой таблицы были рассчитаны частные средние

$$\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha = \frac{1}{n_h} \sum n_{hi} \left(\frac{w}{p_y} \right)_i.$$

Корреляционная связь между частными средними $\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha$

и α представлена на рис. 1.

В дальнейшем применяется теория корреляционных связей, которая в удобной для настоящего исследования форме изложена в [Л. 5 и 6].

Для вывода искомой связи определим следующие показатели:

1. Полные средние¹

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{n} \sum_h n_h \alpha_h = \frac{85,90}{111} = 0,77;$$

$$\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right) = \frac{1}{n} \sum_i n_i \left(\frac{w}{p_y} \right)_i = \frac{834,00}{111} = 7,51.$$

¹ Таблицы с промежуточными вычислениями, выполненными на основании данных корреляционной таблицы, опущены.

2. Средние квадратические отклонения (стандарты)

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_h n_h \alpha^2 - \bar{\alpha}^2} = \sqrt{\frac{72,69}{111} - 0,77^2} = \\ = \sqrt{0,6549 - 0,5929} = \sqrt{0,0620} = 0,249;$$

$$\sigma \left(\frac{w}{p_y} \right) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_i n_i \left(\frac{w}{p_y} \right)_i^2 - \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)^2} = \\ = \sqrt{\frac{7456}{111} - 7,51^2} = \sqrt{67,1712 - 56,4001} \approx 3,282.$$

3. Ковариация

$$\mu_{11} = \frac{1}{n} \sum_{h,i} n_{hi} \alpha_h \left(\frac{w}{p_y} \right)_i - \bar{\alpha} \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right) = \\ = \frac{584,20}{111} - 0,77 \cdot 7,51 = -0,52.$$

4. Коэффициент корреляции

$$r = \frac{\mu_{11}}{\sigma_\alpha \sigma \left(\frac{w}{p_y} \right)} = -\frac{0,52}{0,249 \cdot 3,282} = -0,64.$$

Оценка коэффициента корреляции производится по соотношению

$$|r| \sqrt{n-1} = 0,64 \sqrt{111-1} = 6,7 > 3,$$

чем определяется [Л. 6] значимость коэффициента корреляции и реальность установленной корреляционной связи.

5. После этого уточняется вопрос о форме связи².

а) Определяем величину так называемого корреляционного отношения

$$\eta \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha = \frac{\sigma \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha}{\sigma \left(\frac{w}{p_y} \right)}.$$

Выше было найдено среднее квадратическое отклонение $\sigma \left(\frac{w}{p_y} \right) = 3,282$:

$$\sigma \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_h n_h \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_h^2 - \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)^2} = \\ = \sqrt{\frac{1}{111} 6944,66 - 7,51^2} = 2,47.$$

Следовательно,

$$\eta \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_\alpha = \frac{2,47}{3,28} = 0,753.$$

б) Находим вспомогательные показатели

$$s_1^2 = \frac{n (\eta^2 - r^2) \sigma^2 \left(\frac{w}{p_y} \right)}{s-2}; \quad s_2^2 = \frac{n (1-\eta^2) \sigma^2 \left(\frac{w}{p_y} \right)}{n-s},$$

где s — число строев α .

Так как в данном случае $s = 11$, то

$$s_1^2 = \frac{111 (0,567 - 0,410) 10,77}{11-2} = 20,55;$$

$$s_2^2 = \frac{111 (1,000 - 0,567) 10,77}{111-11} = 5,176,$$

т. е. $s_1^2 > s_2^2$.

² В [Л. 7] было показано, что при $A = \text{const}$ W распределяется по нормальному закону. Это обстоятельство позволяет рассматривать данные корреляционной таблицы как случайную выборку из нормальной генеральной совокупности.

в) Последнее неравенство указывает, что для определения формы связи следует вычислить критерий T_{η} по уравнению

$$T_{\eta} = \frac{(n-s)\left(\eta\left(\frac{w}{p}\right)_a^2 - r^2\right)}{(s-2)\left(1 - \eta\left(\frac{w}{p}\right)_a^2\right)} = \frac{100 \cdot 0,1547}{9 \cdot 0,433} = 3,97.$$

Далее находим:

$$k_1 = s - 2 = 11 - 2 = 9 \text{ и } k_2 = n - s = 111 - 11 = 100.$$

По табл. VII, приведенной в [Л. 6] для найденных значений k_1 и k_2 :

$$T_{\eta} = 2,69,$$

т. е. меньше вычисленного $T_{\eta} = 3,97$. Это указывает на существенное расхождение между $\eta\left(\frac{w}{p}\right)_a$ и r , следовательно, на существование нелинейной связи между $\left(\frac{w}{p}\right)_a$ и a .

6. Чтобы вывести формулу, связывающую $\left(\frac{w}{p_y}\right)$ с a , обратимся к способу наименьших квадратов.

Из теоретических предпосылок (6) вытекает, что между $\left(\frac{w}{p_y}\right)$ и a существует гиперболическая зависимость вида:

$$\left(\frac{w}{p_y}\right) = \frac{w_0}{p_y} \left(\beta + \frac{\gamma}{a} \right). \quad (6)$$

Последняя функция для вывода опытной связи выравнивается и приводится к уравнению

$$\frac{w}{p_y} a = \frac{w_0}{p_y} \beta a + \frac{w_0}{p_y} \gamma.$$

По опытным данным (из корреляционной таблицы), обработанным применительно к последнему выражению, составляем нормальные уравнения:

$$584,397 = 111 \left(\frac{w_0}{p_y} \gamma \right) + 85,90 \left(\frac{w_0}{p_y} \beta \right);$$

$$457,182 = 85,90 \left(\frac{w_0}{p_y} \gamma \right) + 72,69 \left(\frac{w_0}{p_y} \beta \right).$$

Решая их, получим:

$$\frac{w_0}{p_y} \beta = 0,791; \quad \frac{w_0}{p_y} \gamma = 4,652.$$

◊ ◊ ◊

Из тех же опытных данных, при частном среднем $a = 1$, частное среднее

$$\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_a = \left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right) = 5,39 \approx 5,4.$$

Следовательно,

$$\beta = \frac{0,791}{5,4} = 0,146 \approx 0,14;$$

$$\gamma = \frac{4,652}{5,4} = 0,862 \approx 0,86.$$

Округления для значений β и γ здесь сделаны с учетом равенства (5), по которому

$$\beta + \gamma = 1,00.$$

Таким образом, окончательно искомая связь $\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_a = f(a)$ выражается формулой

$$\left(\frac{\bar{w}}{p_y} \right)_a = 5,4 \left(0,14 + \frac{0,86}{a} \right).$$

Литература

1. Б. Н. Авилов-Карнаухов. Об исследовании механизмов по энергетическим характеристикам. Доклады Академии наук СССР, т. LXXXIV, № 1, 1952.

2. Б. Н. Авилов-Карнаухов. Приложение теории нелинейных корреляционных связей к исследованию энергетических характеристик механизмов. Труды Новочеркасского политехнического института им. Орджоникидзе, т. XXIII (XXXVII). Ростовское книжное издательство, 1953.

3. Б. Н. Авилов-Карнаухов. Общее и удельное потребление энергии угольных шахт в зависимости от их производительности. Промышленная энергетика, № 2, 1951.

4. Б. Н. Авилов-Карнаухов. О связи между энерговооруженностью и энергопотреблением угольных шахт. Уголь, № 10, 1951.

5. В. И. Романовский. Математическая статистика. ГОНТИ НКТП СССР, 1938.

6. В. И. Романовский. Применение математической статистики в опытном деле. Гостехиздат, 1947.

7. Б. Н. Авилов-Карнаухов. О форме распределения суточного потребления энергии угольной шахты. Новочеркасский политехнический институт им. Орджоникидзе. Научные труды, т. 26 (40). Издательство Ереванского университета, 1955.

[23. 5. 1956]

Статистическая оценка стабильности характеристик асинхронных двигателей

Кандидат техн. наук, доц. И. П. Исаев

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Постановка задачи и сущность метода. В ряде практических систем с применением асинхронных двигателей возникает необходимость в оценке стабильности их характеристик в зависимости от технологических допусков, существующих на параметры этих двигателей.

Известно, что действительные величины параметров однотипных двигателей, выпущенных даже одновременно заводом, несколько отличаются от номинальных, в силу чего и сами характеристики двигателей более или менее отличаются от номинальной. Это обстоятельство вызывает неравен-

ство нагрузок двигателей, параллельно работающих в одной системе привода. В связи с этим представляет практический интерес оценка влияния расхождений в параметрах двигателей на отклонение их характеристик.

Сущность предлагаемого метода заключается в том, что действительные значения параметров, определяющих характеристики двигателей, рассматриваются как случайные величины, распределенные по нормальному закону, с математическим ожиданием и стандартным отклонением этих параметров относительно его.

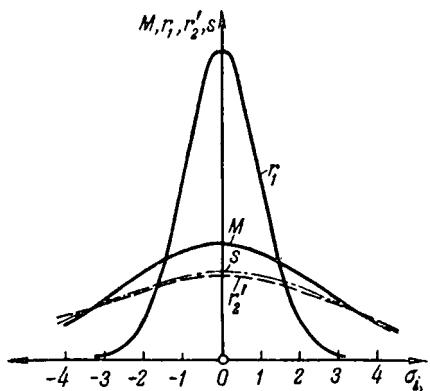


Рис. 1.

В справедливости сказанного можно убедиться на основании статистической обработки материалов контрольных испытаний двигателей. В качестве примера в табл. 1 приведены данные, а на рис. 1 изображены графики распределения сопротивлений статора, сопротивлений (условных) ротора, скольжения и крутящего момента асинхронных двигателей КАМО-133-2, полученные на основании результатов типовых испытаний указанных двигателей на заводе имени Владимира Ильича.

Поскольку представленные графики являются графиками закона нормального распределения, то, следовательно, можно считать, что выполняются весьма широкие условия теоремы Ляпунова для независимых величин или теоремы Бернштейна для слабо зависимых величин. Поэтому согласно сказанному некоторая функция X независимых переменных x, v, \dots, z с их математическими ожиданиями $\bar{x}, \bar{v}, \dots, \bar{z}$ и соответствующими малыми отклонениями k, l, \dots, q может быть представлена с точностью до второго порядка малости в виде:

$$X(x, v, \dots, z) = X(\bar{x}, \bar{v}, \dots, \bar{z}) \pm t\sigma, \quad (1)$$

где

$$\sigma^2 = \left(\frac{\partial \bar{X}}{\partial x} \right)^2 k^2 + \left(\frac{\partial \bar{X}}{\partial v} \right)^2 l^2 + \dots + \left(\frac{\partial \bar{X}}{\partial z} \right)^2 q^2; \quad (2)$$

t — некоторое число.

Понимая в уравнении (1) под математическим ожиданием функции $X(x, v, \dots, z)$ соот-

Таблица 1

Параметры двигателя	Расчетные номинальные значения	Средние арифметические по результатам типовых испытаний	Величина стандартного отклонения, относенная к среднему значению, %
Омическое сопротивление обмотки статора, ом	1,385	1,365	2,6
Омическое сопротивление (условное) ротора, ом	1,440	1,448	10,2
Скользжение, %	1,67	1,41	10,1
Момент, kгм	96,0	95,5	7,0

ветствующую номинальную характеристику двигателя, на основании уравнения (2) можно определить величину стандартного отклонения этой характеристики от номинальной в зависимости от отклонений ее параметров.

На основании теоремы Ляпунова можно утверждать, что с вероятностью $P_t = 1 - Q_t$ значения параметров не будут на практике выходить за границы $\bar{X} \pm t\sigma_x$.

Стабильность характеристик асинхронного двигателя. Установим сначала, какое влияние оказывают существующие технологические допуски, на сопротивления двигателя, на отклонение величины момента двигателя при данном скольжении.

Момент двигателя при номинальных значениях параметров

$$M = \frac{mpU_1^2 \frac{r_2'}{s}}{9,81\omega_s [(sr_1 + ar_2')^2 + (x_1 + ax_2')^2 s^2]} [\text{kгм}]. \quad (3)$$

Величину напряжения полагаем равной номинальной и неизменной, а систему напряжений — симметричной.

Согласно сказанному выше о статистическом распределении параметров двигателей будем считать:

$$r_1 = \bar{r}_1 \pm t\sigma_{r_1}; \quad r_2' = \bar{r}_2' \pm t\sigma_{r_2}; \quad x_1 = \bar{x}_1 \pm t\sigma_{x_1}; \\ x_2' = \bar{x}_2' \pm t\sigma_{x_2}.$$

Здесь черта над индексом означает номинальную величину соответствующего сопротивления двигателей; σ_i — его стандартное отклонение от номинала; t — некоторое число.

Приращение величины момента двигателя вследствие малых приращений сопротивлений его обмоток можно представить с точностью до второго порядка малости в виде:

$$dM = \frac{\partial M}{\partial r_2'} dr_2' + \frac{\partial M}{\partial r_1} dr_1 + \frac{\partial M}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial M}{\partial x_2'} dx_2'$$

и согласно уравнению (2) квадрат стандартного отклонения (дисперсия) момента двигателя будет в таком случае равен:

$$\sigma_M^2 = \left(\frac{\partial \bar{M}}{\partial \bar{r}_2'} \right)^2 \sigma_{r_2}^2 + \left(\frac{\partial \bar{M}}{\partial \bar{r}_1} \right)^2 \sigma_{r_1}^2 + \left(\frac{\partial \bar{M}}{\partial \bar{x}_1} \right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \left(\frac{\partial \bar{M}}{\partial \bar{x}_2'} \right)^2 \sigma_{x_2}^2.$$

Определив из уравнения (3) соответствующие частные производные и подставив в них математические ожидания параметров двигателей, найдем, что

$$\sigma_M^2 = \frac{c^2}{[(\bar{r}_1 s + a \bar{r}_2')^2 + (\bar{x}_1 + a \bar{x}_2')^2 s^2]^2} \times \\ \times \left\{ \left(1 - \frac{2a \bar{r}_2' \cos^2 \phi}{\bar{r}_1 s + a \bar{r}_2'} \right)^2 \sigma_{r_2}^2 + 4 \bar{r}_2'^2 \left[\frac{s^2 \cos^4 \phi}{(\bar{r}_1 s + a \bar{r}_2')^2} \sigma_{r_1}^2 + \frac{\sin^4 \phi}{(\bar{x}_1 + a \bar{x}_2')^2} (\sigma_{x_1}^2 + a \sigma_{x_2}^2) \right] \right\}, \quad (4)$$

где

$$\cos^2 \bar{\psi} = \frac{(\bar{r}_1 \bar{s} + a \bar{r}'_2)^2}{(\bar{r}_1 \bar{s} + a \bar{r}'_2)^2 + (\bar{x}_1 + a \bar{x}'_2)^2 s^2};$$

$$c = \frac{mpU_1^2 \bar{s}}{9,81 \omega_s}.$$

Иногда в практических расчетах удобнее пользоваться относительными единицами применительно к номинальному режиму. Обозначив $\sigma_M / \bar{M} = \sigma_{M0}$ и аналогично соответствующие частные стандартные отклонения других параметров и разделив правую часть (4) на квадрат номинального момента, получим:

$$\sigma_{M0} = \left(1 - \frac{2a \bar{r}'_2 \cos^2 \bar{\psi}}{\bar{r}_1 \bar{s} + a \bar{r}'_2} \right)^2 \bar{r}'_2 \sigma_{r20}^2 +$$

$$+ 4\bar{r}'_2 \left[\frac{\bar{s}^2 \bar{r}_1^2 \cos^4 \bar{\psi}}{(\bar{r}_1 \bar{s} + a \bar{r}'_2)^2} \sigma_{x10}^2 + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin^4 \bar{\psi}}{(\bar{x}_1 + a \bar{x}'_2)^2} (\bar{x}_1^2 \sigma_{x10}^2 + \bar{x}_2^2 a^2 \sigma_{x20}^2) \right]. \quad (5)$$

Найденное таким образом относительное стандартное отклонение от номинального момента двигателя позволяет оценить влияние на него отклонений значений активных и реактивных сопротивлений ротора и статора.

Из полученных уравнений (4) и (5) видно, что отклонение величины момента двигателя является переменной величиной, зависящей от режима работы двигателя, относительно которого это отклонение определяется.

В области малых скольжений, практически на устойчивой части характеристики двигателя, можно считать $s^2 \approx 0$ и $\sin^4 \bar{\psi} \approx 0$. Следовательно, отклонение величины момента будет определяться уравнением

$$\sigma_{M0} = \pm \left(1 - \frac{2a \bar{r}'_2}{\bar{r}_1 \bar{s} + a \bar{r}'_2} \cos^2 \bar{\psi} \right) \sigma_{r2}. \quad (5a)$$

В качестве примера на рис. 2 представлен на основании уравнения (5а) график изменения величины стандартного отклонения момента двигателей КАМО-133-2 в зависимости от величины скольжения при значениях $r_1 = 1,77 \text{ ом}$; $r'_2 = 1,565 \text{ ом}$; $a = 1,03$ и $s_k = 0,075$.

Из уравнения (5а) следует, что при малых скольжениях отклонение момента двигателя определяется при прочих равных условиях допуском на величину активного сопротивления ротора. Поэтому для обеспечения заданной стабиль-

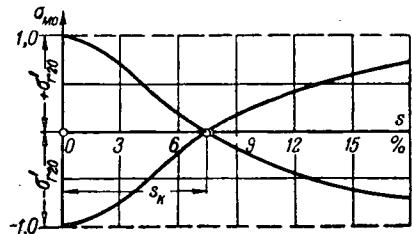


Рис. 2.

ности характеристик двигателей требуется в первую очередь обеспечить в соответствующих пределах стабильность величины сопротивления обмотки роторов.

В качестве технологических мероприятий, способствующих стабилизации величины сопротивлений короткозамкнутых роторов мощных двигателей, следует рекомендовать: а) выборочный контроль геометрических размеров заготовок стержней ротора; б) выборочный контроль за удельным электрическим сопротивлением стержней; в) введение контактной сварки стержней вместо автогенной, допускающей наличие пустот в местах сварки и, следовательно, различных сопротивлений фаз ротора.

При пуске ($s = 1$), как это следует из уравнений (4) и (5), существенное влияние на отклонение величины момента оказывает допуск на активное и индуктивное сопротивления обмотки статора. Менее существенное влияние при этом оказывает допуск на активное сопротивление обмотки ротора двигателя.

Для каждого конкретного типа двигателей влияние этих допусков при данном скольжении может быть оценено по уравнению (4) или (5) при соответствующих значениях математических ожиданий параметров двигателя.

В общем случае стандартные отклонения параметров различных фаз двигателя могут быть различными. Для исследования отклонений характеристик такого («несимметричного») двигателя можно применить метод симметричных составляющих, дополненный статистическими положениями¹.

Рассмотрим, однако, более простой случай, а именно будем полагать, что стандартные отклонения сопротивлений фаз двигателя одинаковы.

Зная из предыдущего стандартные отклонения параметров двигателя, определим стандартное отклонение величины максимального момента двигателя. При номинальных значениях параметров максимальный момент определяется уравнением

$$M_u = \frac{C_1}{r_1 + V \sqrt{r_1^2 + (x_1 + ax'_2)^2}}, \quad (6)$$

где

$$C_1 = \frac{mpU_1^2}{2a \cdot 9,81 \cdot 2\pi f}.$$

Приращение величины максимального момента вследствие приращения сопротивлений двигателя

$$dM_u = \frac{\partial M_u}{\partial r_1} dr_1 + \frac{\partial M_u}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial M_u}{\partial x'_2} dx'_2$$

и дисперсия величины максимального момента

$$\sigma_{M_u}^2 = \left(\frac{\partial M_u}{\partial r_1} \right)^2 \sigma_{r1}^2 + \left(\frac{\partial M_u}{\partial x_1} \right)^2 \sigma_{x1}^2 + \left(\frac{\partial M_u}{\partial x'_2} \right)^2 \sigma_{x2'}^2,$$

где σ_{r1} , σ_{x1} и $\sigma_{x2'}$ — стандартные отклонения соответствующих параметров двигателя от их номинальных значений.

Определив из уравнения (6) соответствующие частные производные и подставив в них математические ожидания параметров, получим на основании (2) стандартное отклонение величины максимального момента двигателя

$$\begin{aligned} \sigma_{M_n}^2 = & \frac{\bar{M}_n^2}{[\bar{r}_1 + \sqrt{\bar{r}_1^2 + (\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2}]^2} \times \\ & \times \left\{ \left[1 + \frac{\bar{r}_1}{\sqrt{\bar{r}_1^2 + (\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2}} \right]^2 \sigma_{r_1}^2 + \right. \\ & \left. + \frac{(\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2}{[\bar{r}_1^2 + (\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2]} (\sigma_{x_1}^2 + a^2 \sigma_{x_2}^2) \right\}. \quad (7) \end{aligned}$$

Аналогично можно установить и стандартное отклонение величины скольжения двигателя, соответствующее этому максимальному моменту. Для этой цели воспользуемся выражением, определяющим величину критического скольжения:

$$s_k = \frac{ar'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + ax_2')^2}}, \quad (8)$$

на основании которого получим:

$$\begin{aligned} \sigma_{s_k}^2 = & \left(\frac{\partial \bar{s}_k}{\partial \bar{r}_1} \right)^2 \sigma_{r_1}^2 + \left(\frac{\partial \bar{s}_k}{\partial \bar{x}_1} \right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \left(\frac{\partial \bar{s}_k}{\partial \bar{x}_2'} \right)^2 \sigma_{x_2}^2 + \\ & + \left(\frac{\partial \bar{s}_k}{\partial r'_2} \right)^2 \sigma_{r_2}^2. \end{aligned}$$

Определяя из (8) соответствующие значения частных производных при математических ожиданиях входящих в них параметров, получим:

$$\begin{aligned} \sigma_{s_k}^2 = & \bar{s}_k^2 \left(\frac{\sigma_{r_2}^2}{\bar{r}_2^2} + \frac{1}{[\bar{r}_1^2 + (\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2]^2} \times \right. \\ & \left. \times [\bar{r}_1^2 \sigma_{r_1}^2 + (\bar{x}_1 + a\bar{x}_2')^2 (\sigma_{x_1}^2 + a^2 \sigma_{x_2}^2)] \right). \quad (9) \end{aligned}$$

Таким образом, установлено стандартное отклонение величины скольжения, соответствующего максимальному моменту двигателя. Из сопоставления уравнений (7) и (9) нетрудно заключить, что влиянием отклонений индуктивностей обмоток двигателя от номинала на отклонение его критического скольжения практически можно пренебречь и считать, что σ_{s_k} не зависит от σ_{x_1} и σ_{x_2} . В то же время отклонение индуктивностей двигателя от номинала оказывает существенное влияние на величину отклонения максимального момента.

Можно наглядно представить картину влияния допусков на стабильность характеристик двигателей, если начало ортогональной координатной системы (s , M) совместить с точкой номинального максимального момента двигателя, а по осям откладывать величины отклонений $t\sigma_{s_k}$ и $t\sigma_M$ (рис. 3). Тогда в выбранной системе координат геометрическое место возможных стандартных отклонений максимальных моментов двигателей будет представлять

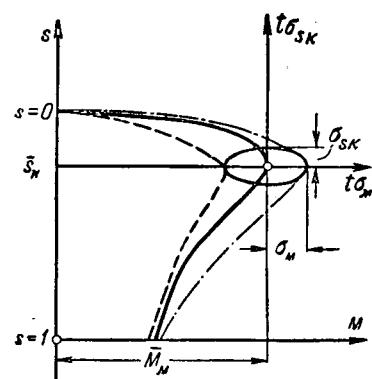


Рис. 3.

собой в общем случае эллипс, определяемый уравнением

$$\left(\frac{s - \bar{s}_k}{t\sigma_{s_k}} \right)^2 + \left(\frac{M - \bar{M}_n}{t\sigma_M} \right)^2 = 1.$$

Геометрическое место предельных отклонений максимальных моментов двигателя в этой же системе координат также будет представлять собой эллипс, определяемый уравнением

$$\left(\frac{s - \bar{s}_k}{t\sigma_{s_k}} \right)^2 + \left(\frac{M - \bar{M}_n^2}{t\sigma_{M_n}} \right)^2 = 1,$$

который получается из предыдущего изменением его полуосей в t раз.

Параллельная работа асинхронных двигателей. Отклонения величин максимальных моментов и соответствующих им скольжений, обусловленные отклонениями параметров двигателей, вызывают расхождение их характеристик.

Двигатели, имеющие расхождение характеристик, будучи включеными на параллельную работу в одной системе привода, будут иметь различные нагрузки, что обычно является нежелательным.

Для оценки влияния установленных выше отклонений параметров двигателей на величину неравномерности нагрузки их при работе в области скольжений от $s \approx 0$ до s , близких к s_k , воспользуемся уравнением механической характеристики

$$M = M_n \frac{2(1+\epsilon)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2\epsilon}. \quad (10)$$

Ранее было установлено, что скольжение s_k , соответствующее максимальному моменту, есть функция параметров двигателя и допусков, определяемая в общем виде как $s_k = \bar{s}_k \pm t\sigma_{s_k}$ и максимальный момент $M_n = \bar{M}_n \pm t\sigma_{M_n}$.

Для общности результатов будем считать, что двигатели имеют еще некоторое стандартное отклонение скольжения σ_s , не зависящее от технологических допусков и определяемое условиями работы самих двигателей в данной системе привода. В таком случае приращение

момента двигателя при малых приращениях его скольжений s , s_{κ} и максимального момента M_m определится в следующем виде:

$$dM = \frac{\partial M}{\partial s} ds + \frac{\partial M}{\partial s_{\kappa}} ds_{\kappa} + \frac{\partial M}{\partial M_m} dM_m$$

и на основании (2) стандартное отклонение

$$\sigma_M^2 = \left(\frac{\partial M}{\partial s} \right)^2 \sigma_s^2 + \left(\frac{\partial M}{\partial s_{\kappa}} \right)^2 \sigma_{s_{\kappa}}^2 + \left(\frac{\partial M}{\partial M_m} \right)^2 \sigma_{M_m}^2.$$

Произведя соответствующее дифференцирование уравнения (10), найдем, что стандартное отклонение величины момента двигателей от номинальной составляет при данном режиме

$$\begin{aligned} \sigma_M^2 = & \left[\frac{2M_m(1+\epsilon)}{(\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2} \right]^2 \left[\bar{s}^2 (\bar{s}^2 - \bar{s}_{\kappa}^2)^2 \sigma_{s_{\kappa}}^2 + \right. \\ & + \frac{\bar{s}^2 \bar{s}_{\kappa}^2 (\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2}{\bar{M}_m^2} \sigma_{M_m}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 (\bar{s}_{\kappa}^2 - \bar{s}^2) \sigma_s^2 + \\ & \left. + \frac{\bar{s}^2 \bar{s}_{\kappa}^2 (\bar{s} - \bar{s}_{\kappa})^4}{(1+\epsilon)^2} \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \sigma_{s_{\kappa}}^2 \right] \quad (11) \end{aligned}$$

или в относительных единицах

$$\begin{aligned} \sigma_{M_0}^2 = & \sigma_{M_m}^2 + \frac{1}{(\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2} \left\{ (\bar{s}_{\kappa}^2 - \bar{s}^2)^2 \sigma_{s_{\kappa}}^2 + \right. \\ & + \left. \left[(\bar{s}^2 - \bar{s}_{\kappa}^2)^2 + \frac{\bar{s}_{\kappa}^2}{(1+\epsilon)^2} (\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 - 2\bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2 \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \sigma_{s_{\kappa}}^2 \right\}. \quad (12) \end{aligned}$$

Положим, что двигатели выполнены идеально, т. е. величины параметров их точно соответствуют номинальным. В таком случае в полученном уравнении (12) на основании (7) и (9) следует положить $\sigma_{s_{\kappa}} = \sigma_{M_m} = 0$.

Тогда

$$\sigma_{M_0} = \frac{\bar{s}_{\kappa}^2 - \bar{s}^2}{\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa}} \sigma_{s_{\kappa}}. \quad (13)$$

Следовательно, расхождение нагрузок будет определяться расхождением скольжений, которое определяется условиями работы двигателей. Наоборот, если такого скольжения в системе быть не может, т. е. $\sigma_s = 0$, а двигатели выполнены с соблюдением существующих технологических допусков, то расхождение нагрузок этих двигателей целиком определяется отклонением в их параметрах:

$$\begin{aligned} \sigma_{M_0}^2 = & \sigma_{M_m 0}^2 + \frac{1}{(\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2} \left\{ (\bar{s}^2 - \bar{s}_{\kappa}^2)^2 + \right. \\ & + \left. \frac{\bar{s}_{\kappa}^2}{(1+\epsilon)^2} (\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 - 2\bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2 \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right\} \sigma_{s_{\kappa}}^2. \quad (14) \end{aligned}$$

Используя, таким образом, уравнения (11) и (12), можно решить две практические задачи: либо, принимая заданными технологические допуски на параметры двигателя, установить из условия допустимого расхождения моментов двигателей допустимое расхождение в скольжении, либо, наоборот, принимая заданным скольжение, установить из условия допусти-

мого расхождения моментов допустимые стандартные отклонения параметров двигателей.

Решим в качестве примера первую из указанных задач применительно к тяговым асинхронным двигателям электровозов переменного тока с индивидуальным приводом. Определим допуски на диаметры бандажей колесных пар для того, чтобы асинхронные двигатели электровоза имели при часовом режиме такое же расхождение в моментах, как и двигатели постоянного тока ДПЭ-400А электровоза ВЛ-22^М при существующих нормативах (расхождение диаметров колес в 15 мм вызывает расхождение в нагрузках двигателей ДПЭ-400А примерно $\pm 4\%$ при параллельном соединении).

Эта задача приобретает большое значение в связи с разработкой в настоящее время различных систем электровозов переменного тока. Для решения ее используем уравнение (11), учитывая в нем, что

$$\sigma_s = - \frac{n_2}{n_1} \sigma_{D_0}.$$

Тогда искомое стандартное отклонение диаметров колес электровоза в зависимости от параметров тяговых асинхронных двигателей и режима работы электровоза определяется в общем виде как

$$\sigma_{D_0} = \sigma_{M_0} \frac{\bar{M} (\bar{s}^2 + \bar{s}_{\kappa}^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_{\kappa})^2}{2 \bar{M}_m \bar{s}_{\kappa} (\bar{s}_{\kappa}^2 - \bar{s}^2)} \frac{n_1}{n_2}.$$

В табл. 2 представлены найденные на основании этого уравнения искомые разности диаметров колес для трех типов электровозов с тяговыми асинхронными двигателями: ОТ, ОД-І и ОД-ІІ, эскизные проекты которых разработаны заводом НЭВЗ им. Буденного

Из уравнения (14) следует, что расхождение в нагрузках двигателей является величиной переменной, зависящей от режима работы двигателей. Определим на основании, уравнения (14) величину скольжения двигателя при которой разность нагрузок параллельно работающих двигателей оказывается наибольшей.

Условием осуществления этого требования является:

$$\frac{\partial \sigma_M}{\partial s} = 0.$$

Таблица 2

типа электровоза	номинальный диаметр бандажа колесной пары, мм	допускаемое отклонение диаметров колес электровоза, мм
ОТ	1 200	5,0
	1 050	4,5
ОД-І	1 200	3,8
	1 050	3,2
ОД-ІІ	1 200	3,0
	1 050	2,8

Следовательно, необходимо определить корни уравнения

$$\frac{d}{ds} \sqrt{\sigma_{M\mu 0}^2 \bar{M}^2 + 4 \bar{M}^2 \bar{s}^2 \frac{(1+\epsilon)^2 (\bar{s}^2 - \bar{s}_k^2)^2 \bar{s}^2 + \bar{s}_k^2 (\bar{s} - \bar{s}_k)^4}{(\bar{s}^2 + \bar{s}_k^2 + 2\epsilon \bar{s} \bar{s}_k)^4}} \sigma_{sk}^2 = 0.$$

Произведя дифференцирование и учитывая, что члены, содержащие множитель ϵ , будут иметь порядок s более высокий, чем остальные, приближенно получим (при условии $\sigma_{M\mu 0}=0$):

$$s^4 - 6s \bar{s}_k^2 + \bar{s}_k^4 = 0,$$

откуда для двигательного режима определим, что наибольшее значение $s'_M = 0,412 \bar{s}_k$, т. е. наибольшее расхождение моментов параллельно работающих двигателей, выполненных с соблюдением технологических допусков на их параметры, наступает при значении скольжения, равном примерно 40% критического скольжения.

Зная величину s'_M , установим на основании уравнения (14) величину наибольшего относительного стандартного расхождения моментов двигателей, для чего подставим в (14) значение $s = s'_M = 0,412 \bar{s}_k$.

В качестве примера на рис. 4 представлены графики относительного и абсолютного стандартных отклонений моментов двигателей КАМО-133-2, определенные при следующих исходных данных: $r_1 = 1,77$ ом; $r_2 = 1,565$ ом; $\bar{s}_k = 0,075$; $\sigma_{M\mu 0} = 0,02$; $\sigma_{sk0} = 0,10$.

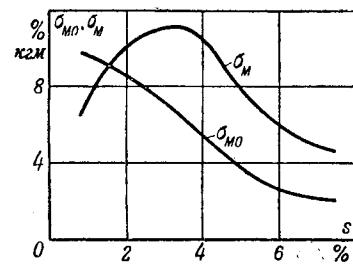


Рис. 4.

Проведенное, таким образом, статистическое исследование стабильности характеристик асинхронных двигателей позволяет научно оценить влияние допусков на различные параметры двигателя и сознательно подойти к нормированию их, исходя из конкретных условий работы и назначения двигателей.

Изложенный статистический метод оценки стабильности характеристик является весьма общим и может быть распространен на любые типы двигателей.

Литература

1. Е. Я. Казовский. Применение теории вероятностей к вопросам расчета и эксплуатации электрических машин. Труды ЛЭМИ, № 1, 1932.

2. Р. Рюденберг. Die Beurteilung elektrischen Maschinen und Apparaten durch Toleranzen auf Grund statistischer Methoden. L. ang. M. u. M. Bd. 9, Hf. 4, 1929.

3. И. П. Исаев. Влияние технологических допусков на стабильность характеристик тяговых двигателей и электровозов. Электричество, № 11, 1955.

[14. 8. 1956]



Низкоомная мостовая схема управления двигателем постоянного тока

Кандидат техн. наук, доц. А. М. СУЧИЛИН

Ленинградский политехнический институт им. Калинина

Системы управления двигателями постоянного тока включают в себя жесткие обратные связи. Точность их работы определяется коэффициентом усиления разомкнутой системы.

Для обеспечения высокой точности работы в цепь обратной связи включают электронные или магнитные усилители, причем в случае управления скоростью контроль за отклонением ее от заданного значения производится при помощи отдельной электрической машины — тахогенератора.

Нередко к таким системам предъявляются требования: широкий диапазон регулирования скорости, а также поддержание ее с определенной точностью при изменении нагрузки на валу двигателя. Это вызывает дополнительное усложнение

схемы вследствие необходимости создания специального вариатора скорости и дополнительных связей, обеспечивающих автономность его работы.

Применение мостовых схем управления дает возможность устраниТЬ тахогенератор. Широко распространенные мостовые схемы, основанные на применении системы электромашинный усилитель — двигатель, создаются путем включения параллельно якорю усилителя высокоомного потенциометра и добавочного сопротивления последовательно в цепь якоря двигателя. При соответствующей настройке моста и вращении двигателя в диагонали возникает сигнал, пропорциональный противо-э. д. с. двигателя, который используется в качестве сигнала обратной связи по скорости.

Подобные схемы применяются также в следящих системах для их коррекции. Однако они имеют недостатки, ограничивающие их применение. Так, если в диагональ моста включается обмотка электромашинного усилителя, то точность работы схемы ухудшается за счет большого внутреннего сопротивления моста, вызывающего дополнительное падение напряжения при протекании тока управления. Особенно этот эффект проявляется при включении в диагональ моста низкоомной обмотки управления усилителя, имеющей большой коэффициент усиления по напряжению (порядка 200). Включение в диагональ моста высокоомной обмотки управления усилителя, несмотря на то, что дает возможность в значительной мере уменьшить этот эффект, все же недостаточно эффективно, так как коэффициент усиления по напряжению высокоомных обмоток усилителя сравнительно низок (5 ... 20). В качестве недостатка этой схемы следует также указать и на необходимость включения потенциометра сравнительно большой мощности, например для ЭМУ-50 мощность потенциометра около 20 вт.

От указанных недостатков свободна низкоомная мостовая схема (рис. 1). Вместо потенциометра здесь используется обмотка якоря усилителя U ; средняя точка ее — короткозамкнутые щетки.

Для машин мощностью 4 квт путем переключения обмотки дополнительных полюсов усилителя в ту ветвь якоря, где включена компенсационная обмотка, удалось сбалансировать мост, зажимами диагонали которого являются короткозамкнутые щетки усилителя и щетки якоря двигателя D .

На рис. 2 приведена эквивалентная схема моста, на которой указаны сопротивления обмоток, которые определяют балансировку моста: R_a — сопротивление обмотки якоря усилителя U ; $R_{\text{d.n}3}$, $R_{\text{d.n}2}$ — сопротивления обмоток дополнительных полюсов двигателя D ; $R_{\text{d.n}1}$, R_k — сопротивления обмотки дополнительных полюсов усилителя и компенсационной обмотки;

$$R_a = R_{\text{d.n}3} + R_\delta;$$

$$R_\Sigma = R_{\text{d.n}1} + R_{\text{d.n}2} + R_k.$$

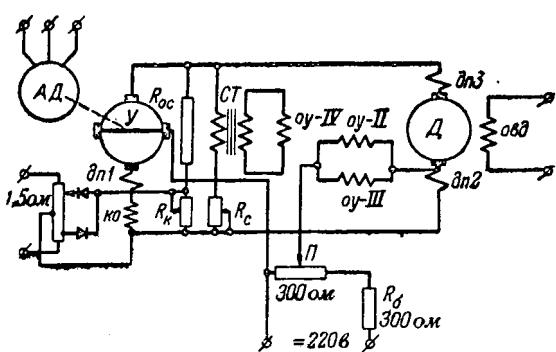


Рис. 1. Низкоомная мостовая схема управления двигателем постоянного тока.

U — усилитель; D — двигатель постоянного тока; AD — асинхронный двигатель; CT — стабилизирующий трансформатор

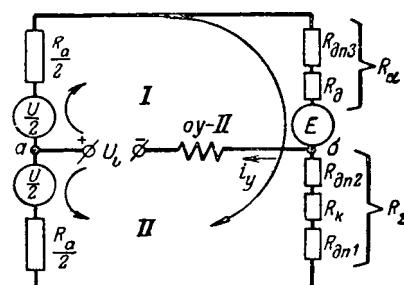


Рис. 2. Эквивалентная схема моста.

На рис. 2 задано направление тока якоря i_a и тока управления i_y . Внутреннее сопротивление моста R_{ab} , которое может быть измерено со стороны точек a и b , определяется по формуле

$$R_{ab} = \frac{\left(\frac{R_a}{2} + R_a\right)\left(\frac{R_a}{2} + R_\Sigma\right)}{R_a + R_a + R_\Sigma}.$$

После подстановки численных значений величин для усилителя ЭМУ-50 (4,5 квт) и двигателя ПН-28,5 (4,2 квт) имеем:

$$R_{ab} = \frac{0,843 \cdot 0,824}{0,843 + 0,824} = 0,418 \text{ ом.}$$

Таким образом, сопротивление моста R_{ab} значительно меньше сопротивления R_a обмотки управления $ou-II$, равного 9,15 ом, и, следовательно, можно считать, что в рассматриваемой схеме полностью используется коэффициент усиления обмотки управления усилителя.

Если двигатель неподвижен и $R_a = R_\Sigma$, то напряжение между точками a и b равно нулю. При вращении двигателя появляется противов. э. д. с. E , и вследствие этого возникает напряжение на диагонали U_{ab} , направленное навстречу напряжению источника питания U_u . Под влиянием разности $U_u - U_{ab}$ в диагонали моста (в обмотке $ou-II$) протекает ток i_y . Ток i_y , выходя из диагонали, разветвляется на две равные части ($\frac{i_y}{2}$). В компенсационной обмотке

ток $\frac{i_y}{2}$ направлен навстречу току якоря i_a . Следовательно, поток, создаваемый компенсационной обмоткой при прохождении тока $\frac{i_y}{2}$, будет направлен навстречу потоку, создаваемому обмоткой $ou-II$ при прохождении через нее тока i_y . Это эквивалентно уменьшению коэффициента усиления обмотки $ou-II$. Для ЭМУ-50 и обмотки $ou-II$ сопротивлением 9,15 ом влияние компенсационной обмотки на э. д. с. усилителя примерно в 2 раза слабее, чем влияние $ou-II$ при протекании через них равных токов. Таким образом, в рассматриваемой мостовой схеме при точной балансировке моста для

вышеуказанных машин коэффициент усиления обмотки *ou-II* уменьшен примерно на 25%.

Токи $\frac{i_y}{2}$, проходя по обмотке якоря усилителя, создают магнитные потоки. Так как по обеим равным частям обмотки якоря текут равные токи, но в противоположных направлениях, то магнитные потоки, создаваемые ими, взаимно уничтожаются.

В случае небаланса моста разветвляющиеся части тока i_y будут отличаться друг от друга. Это вызовет изменение вышеприведенной картины взаимосвязей.

Если $R_a > R_\Sigma$, то часть тока i_y в контуре *II* (рис. 2) будет больше, чем в контуре *I*. В этом случае за счет протекания тока i_y в обмотке якоря происходит падение магнитное усиления, и действие обмотки *ou-II* усиливается.

Если $R_\Sigma > R_a$, то часть тока i_y в контуре *I* будет больше, чем в контуре *II*. Действие обмотки *ou-II* будет уменьшено за счет размагничивания усилителя током i_y , протекающим в обмотке якоря. Однако в первом случае ток, протекающий в компенсационной обмотке и размагничивающий усилитель, будет больше, чем во втором случае. Учитывая, что компенсационная обмотка по эффективности действия на э. д. с. усилителя примерно эквивалентна эффективности действия обмотки его якоря, можно предположить, что имеет место взаимная компенсация потоков обмоток якоря и компенсационной, которые возбуждаются добавочным током управления, возникающим вследствие небаланса моста.

Таким образом, наиболее сильно из рассмотренных выше явлений проявляется размагничивание усилителя компенсационной обмоткой при протекании в ней части тока i_y .

Для выяснения этого был проделан следующий эксперимент. В диагональ моста вместо обмотки *ou-II* было включено сопротивление, равное 10 ом, при отсутствии напряжения U_u . Система самовозбуждалась, причем скорость двигателя возрастала в противоположном направлении по сравнению с направлением вращения двигателя при наличии в диагонали напряжения U_u и включенной обмотки *ou-II*.

Если переключить компенсационную обмотку в контур *I* (рис. 2), то ток в ней будет протекать в том же направлении, что и i_a . Компенсационная обмотка при протекании тока управления создаст поток, совпадающий по направлению с потоком обмотки *ou-II*. В этом случае коэффициент усиления обмотки *ou-II* будет увеличен на 25%; при этом в контур *II* следует включить добавочное сопротивление для балансировки моста.

Напряжение на диагонали моста (рис. 2)

$$U_{ab} = E + i_a R_a - \frac{U - i_a R_a}{2}. \quad (1)$$

Подставляя

$$U = C_e n + i_a (R_a + R_\Sigma + R_b)$$

$$E = C_e n$$

в уравнение (1), получим:

$$U_{ab} = \frac{C_e}{2} n + i_a \frac{1}{2} (R_a - R_\Sigma). \quad (2)$$

Если мост сбалансирован, то $R_a - R_\Sigma = 0$ и

$$U_{ab} = \frac{C_e}{2} n. \quad (3)$$

При $R_a > R_\Sigma$ получим для U_{ab} формулу (2), что соответствует наличию в системе отрицательной обратной связи по току якоря.

При $R_a < R_\Sigma$ небаланс моста оказывает влияние, эквивалентное положительной обратной связи по току якоря. Следовательно, не изменения нормальной настройки компенсации усилителя, за счет изменения балансировки моста можно производить изменение его компенсации. Это обстоятельство было проверено экспериментально.

В системе изображенной на рис. 1, задание скорости двигателя в диапазоне 1:100 может быть осуществлено путем изменения положения движка потенциометра P .

В условиях изменения нагрузки от 26 до 90% номинальной погрешность поддержания любого заданного значения скорости не превышает 10% (рис. 3). Точность поддержания заданного значения скорости понижается с увеличением сопротивления в диагонали моста.

При минимальной скорости двигателя сопротивление участка потенциометра P , с которого снимается напряжение, минимально и, следовательно, максимальна точность работы системы. С увеличением заданного значения скорости увеличивается сопротивление участка потенциометра P , с которого снимается напряжение. Это вызывает увеличение абсолютного значения погрешности работы системы; относительное ее значение остается примерно таким же, как и при минимальной скорости.

При максимальной скорости, благодаря наличию балластного сопротивления R_b (рис. 1), в диагонали оказывается включенным максимальное добавочное сопротивление, равное сопротивлению параллельно включенных P и R_b (сопротивление источника питания потенциометра принимается равным нулю). Кроме того, балластное сопротивление R_b необходимо для ограничения мгновенного тока в обмотках управления *ou-II* и *ou-III* при внезапном включении источника питания на потенциометр в условиях, когда движок потенциометра заранее установлен для получения максимальной скорости.

В схеме предусмотрен узел ограничения тока в цепи якоря по схеме, разработанной на заводе им. Свердлова. Сопротивление R_{oc} включено параллельно обмотке якоря и создает жесткую отрицательную обратную связь по напряжению.

Экспериментальная установка была собрана по схеме рис. 1, однако в диагонали моста

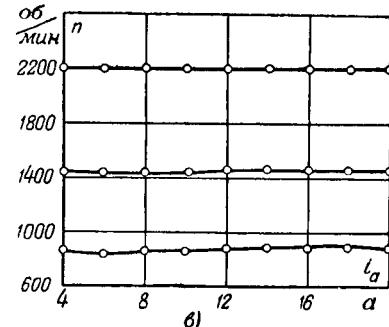
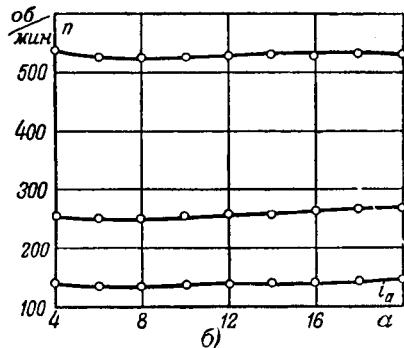
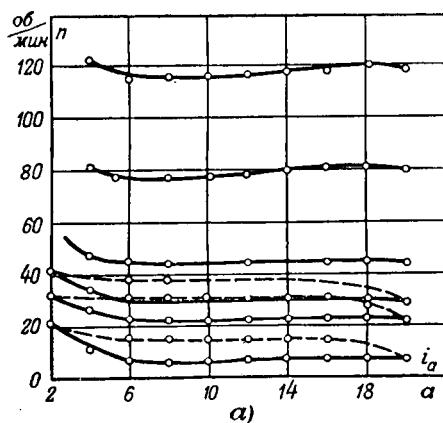


Рис. 3. Скоростные характеристики двигателя D в схеме рис. 1.

была включена лишь одна обмотка $ou-II$. Были использованы следующие машины: ЭМУ-50 мощностью 4,5 квт, $i_{a.n} = 19,6$ а, $U_n = 230$ в; двигатель ПН-28,5 мощностью 4,2 квт, $n = 2200$ об/мин, $i_{a.n} = 22,6$ а, $U_n = 220$ в.

С учетом стабилизирующего трансформатора и без учета сопротивления $R_{o.c}$ в линейном приближении построена структурная схема системы регулирования, изображенная на рис. 4. Для системы регулирования было выведено характеристическое уравнение и построено Д-разбиение по индуктивности L_1 первичной обмотки стабилизирующего трансформатора. При $L_1 = 0,26$ гн система становится устойчивой. Постоянное увеличение и уменьшение нагрузки двигателя приводит к образованию петли скоростной характеристики, обусловленной явлением гистерезиса (рис. 3). Ширина петли составляет примерно 8...9 об/мин. Чем больше коэффициент усиления системы в разомкнутом состоянии, тем меньше ширина петли и больше диапазон регулирования скоростью.

В рассматриваемом случае коэффициент усиления системы в разомкнутом состоянии может быть определен следующим образом:

$$K_p = \frac{C_e}{2} \cdot \frac{1}{C_e} \left(K_y - \frac{K_y}{4} \right) = 0,375 K_y,$$

где $\frac{C_e}{2}$ — коэффициент передачи низкоомной мостовой схемы;

K_y — коэффициент усиления усилителя при возбуждении его со стороны обмотки управления $ou-II$;

$\frac{1}{C_e}$ — коэффициент передачи двигателя;

$\frac{K_y}{4}$ — коэффициент усиления, учитывающий действие компенсационной обмотки усилителя.

Экспериментально было найдено, что коэффициент усиления усилителя при малых э: д. с. равен $K_y = 115$; следовательно, $K_p = 115 \cdot 0,375 = 43$.

Если компенсационную обмотку включить в ветвь цепи якоря контура I (рис. 1), а в ветвь якоря контура II включить добавочное,

сопротивление для балансировки моста, то коэффициент усиления системы будет:

$$K_p = \frac{C_e}{2} \cdot \frac{1}{C_e} \left(K_y + \frac{K_y}{4} \right) = 1,25 K_y = 144.$$

Для ЭМУ-50 и двигателя ПН-28,5 добавочное сопротивление равно 0,71 ом и ширина петли 6 об/мин. При прежней точности работы в этом случае диапазон регулирования скорости может быть увеличен до 1:200. При включении в диагональ моста двух или трех обмоток управления параллельно коэффициент усиления системы возрастает соответственно в 2 и 3 раза, что должно обеспечить более широкий диапазон регулирования скорости двигателя.

Следует отметить, что в более узком диапазоне система может дать весьма высокую точность работы (рис. 3,в).

При толчкообразном сбросе нагрузки скорость устанавливается после 1,5 колебаний; время переходного процесса — 1,4 сек.

При толчкообразном сигнале на реверс двигателя и максимальной скорости 2200 об/мин максимальное значение тока составляет 40 а приnomинальном токе якоря усилителя 19,6 а, что согласно инструкциям по эксплуатации усилителя допустимо, так как длительность протекания этого тока меньше 3 сек.

Длительные испытания схемы в лабораторных условиях при постоянной нагрузке двигателя 19 а и минимальной заданной скорости 20 об/мин показали, что установленное значение скорости изменяется с изменением нагрева машин.

В течение первых 20...30 мин наблюдался подъем скорости на 8...10 об/мин; затем в последующие промежутки времени имело место падение скорости. Путем установки двигателя около усилителя так, чтобы вентиляционные потоки воздуха последнего использовались для охлаждения двигателя со стороны коллектора, удалось ограничить изменение скорости двигателя в сторону ее уменьшения.

Было обнаружено, что повышение скорости двигателя при нагреве машин вызвано главным образом увеличением коэффициента усиления усилителя за счет уменьшения сопротивления щел-

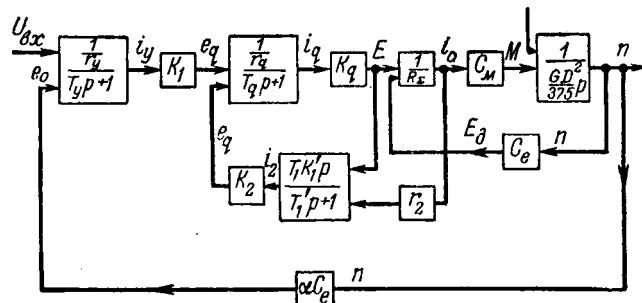


Рис. 4. Структурная схема системы регулирования.

точных контактов поперечной цепи. Включение жесткой отрицательной обратной связи по напряжению усилителя (сопротивление R_{oc} , рис. 2) дает возможность в значительной мере уменьшить зависимость скорости двигателя от нагрева. Сопротивление R_{oc} , равное 1 000 ом, которое установлено в рассматриваемой системе, обеспечивает снижение этой зависимости в 2 раза.

Изменение сопротивлений двух щеточных контактов продольной цепи усилителя практически не оказывает влияния на скорость двигателя, так как они расположены в противоположных плечах моста и сопротивление их изменяется примерно одинаково. Уменьшение сопротивлений щеточных контактов двигателя вызывает увеличение скорости его на 1 ... 2 об/мин. При нагреве двигателя происходит уменьшение потока возбуждения, что вызывает увеличение скорости двигателя на 3 ... 4 об/мин. Для снижения этого эффекта в 2 ... 3 раза следует последовательно с обмоткой возбуждения двигателя включить добавочное сопротивление, равное ее омическому сопротивлению, и подвести двойное по отношению к номи-

нальному напряжение питания цепи возбуждения. Экспериментально было установлено, что в рассмотренной схеме за счет нагрева машин скоростные характеристики двигателя перемещаются параллельно самим себе в сторону больших скоростей в пределах петель, изображенных на рис. 3, а.

Выводы. 1. Низкоомная мостовая схема допускает широкий диапазон регулирования скорости двигателя и отличается простотой.

2. При настройке схемы можно ограничиться приближенной балансировкой моста, причем схема работает удовлетворительно без изменения нормальной компенсации усилителя. При небалансе моста в нижней части диапазона скоростей (при нормальной настройке компенсации усилителя) с увеличением нагрузки двигателя скорость его несколько увеличивается. Для устранения этого целесообразно введение отрицательной обратной связи по току.

За счет изменения балансировки моста можно корректировать компенсацию усилителя.

3. Сопротивление R_{oc} , создающее жесткую отрицательную обратную связь, может отсутствовать в случае неширокого диапазона регулирования скорости.

4. В системах автоматического регулирования и следящих системах низкоомная мостовая схема измерения скорости может быть использована для создания гибких стабилизирующих связей. Напряжение диагонали моста может быть подано на сетку электронной лампы или на обмотку управления магнитного усилителя. Преимуществом низкоомной схемы является отсутствие добавочного потенциометра (который включается для создания средней точки) и низкое выходное сопротивление.

[29. 6. 1956]



Об импульсной прочности главной изоляции высоковольтных электрических машин

Кандидат техн. наук, доц. И. А. КОЗЫРЕВ
Ленинградский политехнический институт им. Калинина

При эксплуатации электрических машин изоляция статорных обмоток в ряде случаев подвергается воздействию импульсных напряжений. Это относится не только к машинам, связанным с воздушными сетями непосредственно или при помощи кабельных вставок, но также и к машинам, работающим в блоке с трансформаторами.

На машины, защищенные вентильными разрядниками, могут действовать импульсные перенапряжения, равные по величине остаточному напряжению в разрядниках, что составляет (2,5 ... 2,7) U_n (U_n — номинальное линейное напряжение машины). В случае отсутствия защитных разрядников величины перенапряжений могут быть значительно выше.

Когда машина работает в блоке с трансформатором, то индуктивность и емкость его обмоток значительно уменьшают амплитуду и крутизну

волн перенапряжения, однако и в этом случае при большой крутизне фронта падающей волны возможно проникновение в машину волн, имеющих значительную амплитуду и крутизну.

По мнению некоторых авторов, перенапряжения на нейтрали в сетях с изолированной нейтралью могут достигать $2U_n$, а в редких случаях и превышать их [Л. 1]. Веллауэр считает, что импульсная прочность изоляции машин, работающих в блоке с трансформаторами, должна быть не менее $-2 \sqrt{2} U_n$ [Л. 2]. В более поздних американских работах [Л. 3] уровень импульсной прочности главной изоляции машин принимается равным $2.5 U_n$.

Импульсная прочность новой главной изоляции электрических машин является весьма высокой и для машин, имеющих номинальное напряжение 6,6 кв, составляет 9% [Л. 4]. Импульсная

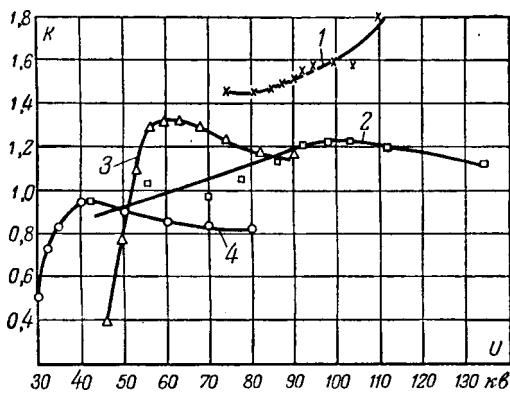


Рис. 1. Зависимость коэффициента импульса от электрической прочности главной изоляции.

1 — новая микалента 10,5 кВ; 2 — микалента 10,5 кВ, бывшая в эксплуатации 10 тыс. ч.; 3 — микалента 6,6 кВ, бывшая в эксплуатации 26 тыс. ч.; 4 — гильзовая изоляция 6,6 кВ, бывшая в эксплуатации 121 тыс. ч.

прочность всех частей катушек примерно одинакова: прочность уголков, головок и лобовых частей составляет 80 ... 90% от прочности пазовой части.

В процессе эксплуатации импульсная прочность изоляции снижается, причем прочность уголков, головок и лобовых частей катушек снижается в большей мере, чем прочность пазовых частей. Так, для машины с изоляцией класса А, проработавшей 121 тыс. ч, средняя импульсная прочность пазовой части составляет 5,6 кВ, а средняя прочность уголков и головок — лишь 1,5 кВ. Значительное снижение импульсной прочности в последнем случае объясняется разбуханием изоляции и образованием в ней газовых включений и расслоений.

Для непрерывной микалентной изоляции прочность уголков, головок и лобовых частей остается высокой в течение десятков тысяч часов (иногда до 150 ... 200 тыс. ч).

Поскольку во время эксплуатации на изоляцию машины могут воздействовать различные перенапряжения, представляет интерес выяснение зависимости пробивного импульсного напряжения от крутизны фронта импульса. Исследования показали, что при увеличении крутизны фронта с 17 до 107 кВ/мксек импульсная прочность главной изоляции возрастает на 10 ... 20%.

При оценке импульсной прочности изоляции обычно исходят из среднего значения коэффициента импульса, вычисленного как отношение среднего из нескольких значений импульсного пробивного напряжения к амплитудному значению среднего (по такому же числу измерений) пробивного напряжения промышленной частоты.

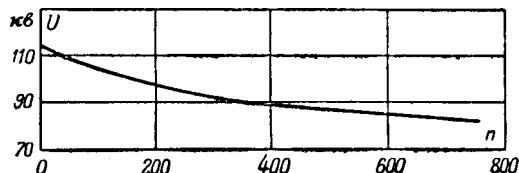


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения от числа импульсов.

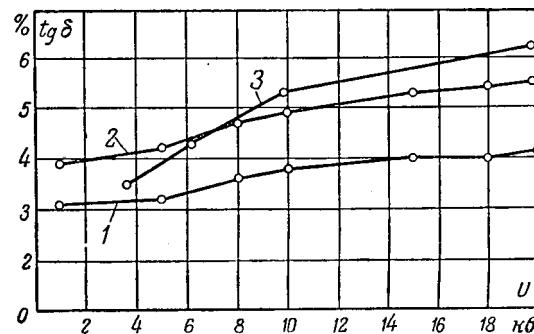


Рис. 3. Зависимость $\text{tg}\delta$ изоляции от напряжения.

1 — новая изоляция; 2 — после старения импульсным напряжением $U_{\text{имп}} = 83$ кВ, число импульсов 200; 3 — то же, число импульсов 400.

Проведенные исследования показали, что для взятых из одной и той же партии участков изоляции, имеющих пониженную прочность на переменном напряжении, коэффициент импульса уменьшается с уменьшением электрической прочности изоляции. Такой характер зависимости коэффициента импульса от прочности изоляции был обнаружен как для новой изоляции, имеющей ослабления и дефекты, возникшие еще в процессе ее изготовления, так и для изоляции, бывшей в эксплуатации. Из рис. 1 видно, что для новой изоляции эта зависимость выражена слабее, чем для изоляции, находившейся в эксплуатации.

Из рис. 1 также следует, что коэффициент импульса изоляции, работавшей 26 тыс. ч, в ряде случаев (для ослабленных участков) оказывается меньше единицы. Для изоляции же, работавшей в течение 121 тыс. ч, коэффициент импульса меньше единицы при всех значениях пробивного напряжения промышленной частоты. Для наиболее ослабленных участков изоляции в обоих случаях коэффициент импульса становится меньше 0,4. Средние значения коэффициента импульса для новой изоляции близки к 1,6, а для изоляции, бывшей в эксплуатации, находятся в пределах 0,8 ... 1,2.

Таким образом, изучение закона изменения коэффициента импульса от электрической прочности изоляции показало, что в наиболее интересной области прочности изоляции (от средних до минимальных значений) с развитием дефектов и ухудшений в изоляции, т. е. с уменьшением ее электрической прочности, коэффициент импульса уменьшается. Это свидетельствует о том, что некоторые дефектные участки, имеющие пониженную импульсную прочность, не могут быть обнаружены при испытаниях напряжением промышленной частоты, а в то же время изоляция с такими дефектами может быть пробита при сравнительно низких импульсных перенапряжениях, имеющих место во время эксплуатации машины. В частности, это относится к дефектам и ослаблениям, появляющимся в результате вибрационного старения. Экспериментально было установлено, что при числе вибраций, равном 12 000, коэффициент импульса изоляции снижается в среднем на 15%.

Из сказанного следует, что существующие методы испытаний электрических машин переменным напряжением промышленной частоты не гарантируют необходимый уровень импульсной прочности машины. Было бы желательно ввести импульсные испытания изоляции высоковольтных электрических машин, которые до накопления опыта целесообразно производить на машинах, подлежащих переизолировке.

В результате воздействия на изоляцию импульсного напряжения в изоляции происходят изменения, выражющиеся, в частности, в снижении ее электрической прочности. Старение изоляции количественно может быть охарактеризовано зависимостью импульсного пробивного напряжения изоляции от числа импульсов.

На рис. 2 указана такая зависимость для новой главной изоляции из микаленты, снятая на

машине с номинальным напряжением 6,6 кв. Из этой зависимости следует, что импульсы с амплитудами, близкими к 70% от средней импульсной прочности главной изоляции, не вызывают в ней практически никаких изменений.

Зависимости, приведенные на рис. 3, характеризуют изменение диэлектрических потерь в изоляции при различном числе действующих на изоляцию импульсов.

Литература

1. Майер. Доклад на Международной конференции по большим сетям. Париж, 1949.
2. Веллаузер. Доклад на Международной конференции по большим сетям. Париж, 1949.
3. G. L. Moses, R. J. Alke. Tr. AIEE, p. III, 1953.
4. Н. А. Козырев. Труды Ленинградского политехнического института, № 1, 1954.

[10. 6. 1956]



К вопросу об импульсных испытаниях витковой изоляции высоковольтных электрических машин

Инж. Б. А. АЛЕКСЕЕВ и кандидат техн. наук В. Б. КУЛАКОВСКИЙ

Центральная научно-исследовательская электротехническая лаборатория
МЭС СССР

В настоящее время нет приемлемых для практических целей методов расчета импульсных напряжений на элементах обмоток электрических машин — секциях и витках в любой части обмотки. Теоретические исследования в этой области еще не доведены до стадии создания основ такого расчета [Л. 1]. Проведенные экспериментальные работы дают достаточно полные сведения о максимальных импульсных напряжениях на первых витках обмотки [Л. 2], но недостаточно освещают вопрос о напряжениях на остальных витках. Между тем знание импульсных витковых напряжений в средней части обмотки машины, не обязательное с точки зрения ее защиты от перенапряжений, является совершенно необходимым для решения вопросов испытания витковой изоляции.

В последние годы наметилось два основных пути испытания витковой изоляции полностью собранных обмоток электрических машин: испытание бегущей волной путем подачи импульсов с концов обмотки [Л. 3] и испытание индуктированным импульсным напряжением путем наведения напряжений поочередно в каждой паре секций обмотки при помощи специального импульсного индуктора [Л. 4 и 5].

Испытание бегущей волной принципиально удобнее, особенно применительно к крупным тихоходным машинам, так как не требует выемки ротора и поочередного испытания всех секций обмотки. Однако такого рода испытания целесообразно применять лишь в тех случаях, когда получающиеся импульсные витковые напряжения имеют в любой части обмотки величину, достаточную для эффективного испытания витковой изоляции, при амплитуде импульса, не превосходящей

длящей испытательных напряжений, допускаемых для корпусной изоляции. Таким образом, распределение импульсных витковых напряжений по обмотке во многом определяет выбор метода испытаний витковой изоляции.

В связи с этим возникает необходимость исследовать влияние различных факторов на величины импульсных витковых напряжений в обмотках электрических машин. С этой целью были проведены импульсные обмеры ряда машин различных мощностей и напряжений; данные наиболее характерных из них приведены в таблице.

Аппаратура и методика испытаний. Данные, приведенные в таблице, получены при импульсных обмерах машин при помощи специально разработанной переносной установки ИО-1, представляющей собой импульсный осциллограф со встроенным генератором импульсов.

Генератор позволяет получать импульсы амплитудой до 350 в при крутизне переднего фронта 0,2...5 мксек со сравнительно пологим задним фронтом, при частоте повторения 50 гц. От генератора импульс подается на один конец обмотки при заземлении другого конца.

Определение времени пробега волны по обмотке осуществлялось измерением напряжения на разомкнутом конце обмотки. Период колебаний получаемого напряжения, измеряемый при помощи яркостных отметок времени, принимался равным четырехкратному времени пробега. За величину волнового сопротивления принималось сопротивление, включенное на конце обмотки, при котором амплитуда напряжения была в 2 раза меньше, чем при разомкнутом конце.

Сводная таблица импульсных обмеров электрических машин

Тип и данные машины	Число секций в фазе или ветви	Число витков в секции	Средняя скорость прохождения импульса, м/миксек	Суммарная длина витков секции, м	Электрическая длина секции, миксек	Наименьшие секционные напряжения в процентах амплитуды подаваемого импульса	Волновое сопротивление, ом
Двигатель ДСР 325/24-64, 6 кв, 270 квт, 94 об/мин	93	10	55,5	12,5	0,23	1,9	600
Двигатель ВДД 170/34-12, 6 кв, 800 квт, 493 об/мин	48	6	52,5	12,0	0,23	4,5	—
Генератор СВ 1250/170-96, 13,8 кв, 55 000 квт, 62,5 об/мин.	39	3	73	15,0	0,21	4,0	250
Двигатель ДА 170/24-12, 6 кв, 300 квт, 500 об/мин.	24	9	72	15,0	0,21	7,8	—
Двигатель ДА 170/20-16, 6 кв, 300 квт, 375 об/мин	24	13	—	19,8	—	7,2	200
Двигатель ВДД 170/34-12*, 6 кв, 800 квт, 493 об/мин	24	6	48	12,0	0,25	8,0	—
Генератор СВ 1250/170-96*, 13,8 кв, 55 000 квт, 62,5 об/мин.	24	3	73	15,0	0,21	7,6	—
Двигатель ДАМЭ 138-46, 6 кв, 250 квт, 1 500 об/мин	24	13	50,5	27,5	0,56	8,4	600
Двигатель ДС 140/39-10, 6 кв, 600 квт, 600 об/мин	21	6	60	12,9	0,21	8,0	200
Синхронный компенсатор СК-15-8,6, 6,6 кв, 15 000 ква, 750 об/мин	17	2	39,5	9,3	0,23	8,8	200
Генератор СВ 1250/170-96*, 13,8 кв, 55 000 квт, 62,5 об/мин	17	3	73	15,0	0,21	9,5	—
Двигатель ВДД 170/34-12*, 6 кв, 800 квт, 493 об/мин	16	6	53,1	12,0	0,24	10,5	—
Синхронный компенсатор WR 444Z-750, 6,6 кв, 5 000 ква, 750 об/мин	15	4	13,7	23,4	1,72	16,0	130
Двигатель КАМО 133/2, 6 кв, 290 квт, 3 000 об/мин	16	17	52	38,5	0,75	11,7	—
Двигатель КАМОУ 133/2, 3 кв, 360 квт, 3 000 об/мин	16	9	—	19,7	—	10,0	160

* Часть обмотки.

Наименьшие импульсные секционные напряжения. Общий характер распределения импульсных напряжений по обмоткам электродвигателей средней мощности исследовался в ЦНИЭЛ еще в 1950—1952 гг.; имеются также некоторые литературные данные [Л. 2 и 6]. В 1954—1955 гг. были определены напряжения, которые могут быть получены на секциях обмоток более крупных электрических машин с обмотками, существенно отличающимися от обмоток электродвигателей по размерам, числу витков в секции и т. п.

Как известно, напряжение на секции определяется двумя факторами: крутизной фронта

импульса и электрической длиной секции. По мере продвижения импульса в глубь обмотки крутизна фронта уменьшается, а следовательно, снижаются и напряжения на секциях. Это иллюстрируется таблицей и рис. 1, на котором показана зависимость минимального напряжения на секции от числа секций в обмотке для ряда электрических машин.

Вторым фактором, оказывающим существенное влияние на величину наименьших секционных напряжений, является электрическая длина секции, что видно из таблицы.

Таким образом, можно считать, что для машин с корзиночной обмоткой секционные напряжения зависят в первом приближении от числа секций в фазе или параллельной ветви и от длины проводников секции. Такие факторы, как число витков в секции, длина активной стали и т. п., на величины секционных напряжений непосредственно не влияют. Вместе с тем число витков в секции является основным фактором, определяющим витковые напряжения.

Как известно [Л. 2, 6 и 7], импульсные напряжения распределяются по виткам секции равномерно. Следовательно, витковые напряжения обратно пропорциональны числу витков в секции (при прочих равных условиях).

Влияние схемы обмотки. Распределение секционных напряжений по длине обмотки реальной

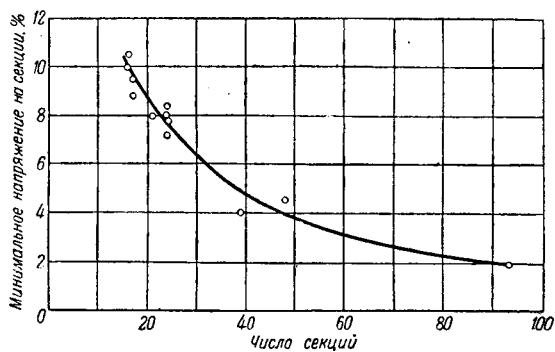


Рис. 1. Зависимость минимального напряжения на секции от числа секций.

Электрическая длина секции 0,21...0,25 миксек, длина фронта импульса 0,6 миксек.

машины при подаче на нее импульса значительно отличается от распределения по цепи, состоящей из одинаковых индуктивно-емкостных звеньев и элементов затухания. Кривая распределения секционных напряжений по обмотке не имеет плавного характера, а представляет собой ломаную линию, форма которой связана со схемой обмотки машины и геометрическим расположением секций в обмотке. Основная причина заключается в наличии взаимных индуктивных связей между частями обмотки.

Как показали опыты на модели, представляющей собой часть статора двигателя средней мощности сложенными в нее секциями, взаимное влияние секций, следовательно, и групп носит, в основном, электромагнитный характер. Электростатическое экранирование лобовых частей секций при этих опытах практически не влияло на секционное напряжение. Наиболее сильное влияние оказывают друг на друга секции, лежащие одной стороной в одном пазу, и параллельные секции, лежащие рядом. Взаимные магнитные связи секций обуславливают существенное влияние группирования секций на распределение секционных напряжений. Группа секций, образующая одну пару полюсов, представляет собой несколько параллельных секций, лежащих рядом и магнитно сильно связанных. При испытании обмотки импульсом секционные напряжения благодаря сильной связи секций в группе также группируются по амплитуде.

Группы, принадлежащие разным параллельным ветвям одной фазы, оказывают взаимное влияние друг на друга. Испытание нескольких параллельных ветвей, соединенных в фазу, дает некоторое увеличение секционных напряжений по сравнению с испытанием одной ветви. Это обуславливается увеличением количества сгруппированных секций или, что то же самое, увеличением их магнитной связи.

При подаче импульса на две фазы обмотки наблюдается взаимное влияние фаз. Этот случай имеет большое значение, так как при испытаниях витковой изоляции при помощи импульсно-мостовых установок импульс обычно подается на две сравниваемые фазы. Различное направление тока в секциях разных фаз, лежащих вблизи друг друга, вызывает размагничивание в противоположность подмагничиванию, имеющему место в случае включения параллельных ветвей одной фазы.

Современная схема обмотки машины с укорочением шага предполагает нахождение в одном пазу секций разных фаз. Такие секции, а также лежащие рядом и параллельно секции другой фазы определяют минимумы кривой распределения по обмотке. Особенно сильно эти минимумы проявляются, когда порядковые номера секций разных фаз, лежащих рядом, близки. В этом случае размагничивание производится импульсами тока, близкими по форме и амплитуде, из-за равной степени формирования импульса обмоткой [Л. 8].

На рис. 2 показаны результаты измерения секционных напряжений на одной из фаз двигателя

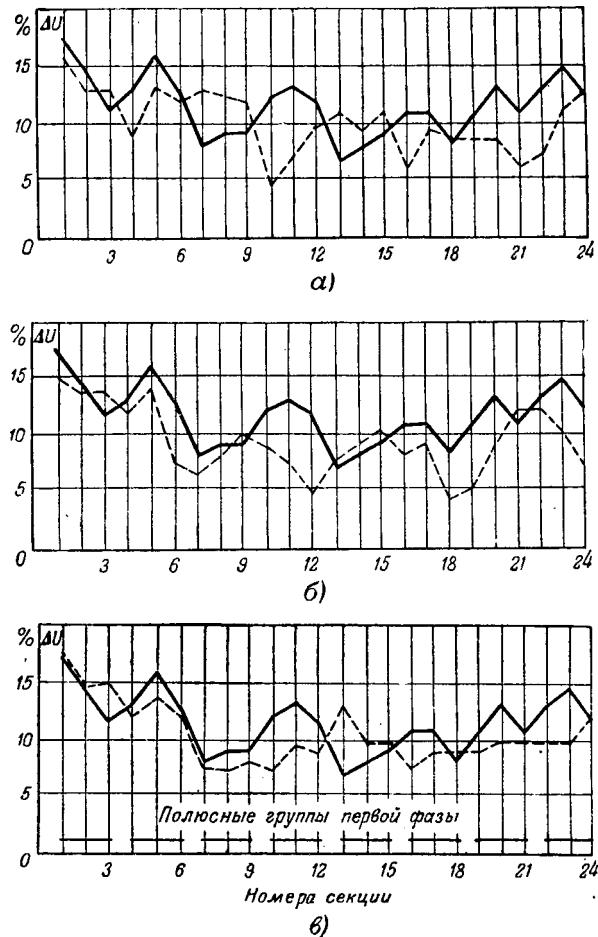


Рис. 2. Напряжения на секциях ветви 1-й фазы при различных схемах испытания.

a — совместное испытание 1-й и 2-й фаз; б — совместное испытание 1-й и 3-й фаз; в — совместное испытание 1-й фазы и включенной навстречу 2-й фазы.

Сплошные линии — испытание только 1-й фазы; пунктирные линии — совместное испытание фаз.

при подаче импульса на одну и на две фазы. Резко выраженные минимумы соответствуют секциям, лежащим в одном пазу с секциями другой включенной фазы. Как видно из рис. 2, при измерениях на двух разных парах фаз (1—2 и 1—3) минимумы секционных напряжений соответствуют различным секциям фаз, что согласуется со схемой обмотки.

Избежать при испытаниях пропуска секций из-за провалов в кривой распределения секционных напряжений можно, испытывая поочередно все три комбинации фаз (1—2, 1—3 и 2—3). В этом случае места обмотки (например, фазы 2), испытываемые слабо при испытании одной пары фаз (1—2), будут испытываться нормальным напряжением при испытании другой пары фаз (1—3).

Возможен и другой способ испытания, позволяющий избежать провалов в кривой секционных напряжений: испытывается фаза с другой, включенной навстречу. В этом случае проводники разных фаз, лежащие в одном пазу, не размагничивают, а подмагничивают друг друга.

Зависимость минимального секционного напряжения обмотки двигателя (6 кв, 300 квт,

375 об/мин) от схемы испытания иллюстрируется следующими данными:

	Минимальное секционное напряжение фазы 1, %
Испытание только фазы 1	6,5
Испытание фаз 1 и 2 (согласное включение)	4
Испытание фаз 1 и 3 (согласное включение)	4
Испытание фаз 1-2 и 1-3 (общий результат)	7,5
Испытание фаз 1 и 3 (встречное включение)	7,5

Наиболее эффективный результат дает испытание двух пар фаз и испытание при встречном включении фаз. При этом минимальное секционное напряжение превосходит величину, полученную при испытании одной фазы.

Необходимые испытательные напряжения для витковой изоляции. Испытания витковой изоляции имеют смысл, очевидно, лишь в том случае, если испытательные витковые напряжения будут иметь достаточную величину для выявления дефектов изоляции. Заводские испытательные напряжения приняты в большинстве своем равными 50% минимального пробивного напряжения новой изоляции данной толщины и структуры.

Принятых рекомендаций для испытания изоляции, бывшей в эксплуатации, не существует. В связи с этим были проведены испытания изоляции с искусственно сделанным дефектом, которые показали, что пробивное напряжение поврежденной витковой изоляции, определяемое пробивным напряжением воздушного промежутка между витками, остается достаточно высоким при любом виде повреждения. Так, например, пробивные напряжения витковой изоляции секций, выполняемой из одного слоя микаленты, после излома секций под прямым углом в двух направлениях оставались не ниже 900 в.

У других секций при полном удалении витковой изоляции, но при сохранении расстояния между проводниками, соответствующего толщине удаленной изоляции, напряжение пробоя между витками оставалось выше заводских испытательных напряжений витковой изоляции секций, не уложенных в паз. Лишь при уменьшении зазоров между проводниками до сотых долей миллиметра заводские испытательные напряжения оказываются достаточными для пробоя между витками.

Известно, что при атмосферном давлении пробивное напряжение воздушного промежутка практически любой толщины не снижается ниже приблизительно 350 в_{макс} [Л. 9]. Примерно такая же величина была получена путем экстраполяции экспериментально полученной зависимости пробивного напряжения от расстояния между двумя параллельными проводниками размером 2,5 × 5,5 мм. Зависимость была снята при расстояниях 0,03 ... 0,1 мм и экстраполирована до расстояния, равного нулю.

Таким образом, величину 350 в_{макс} следует считать нижним пределом испытательных напряжений витковой изоляции; испытание более низким напряжением может выявить практически лишь металлические замыкания витков.

Испытательными напряжениями величиной 350 ... 1 000 в_{макс} может быть выявлено нарушение изоляции между проводниками, сближенными на расстояние до 0,1 мм. Следовательно, испытания такими напряжениями уже дают возможность предотвратить часть повреждений витковой изоляции, происходящих в эксплуатации. Следует отметить, что промежутки между витками порядка сотых долей миллиметра, имеющие пробивные напряжения порядка сотен вольт, могут быть замкнуты под воздействием сравнительно небольших механических усилий. Так, промежуток между оголенными и сближенными на изгибе (уголке) витками секции синхронного компенсатора (6,6 кв, 15 000 ква, 750 об/мин), имеющий пробивное напряжение промышленной частоты 480 в, замыкался при приложении к виткам усилия 11,3 кг, несмотря на значительное сечение витков (16 проводников сечением 6 мм² каждый).

Отсюда следует, что во всех случаях необходимо стремиться к повышению испытательных витковых напряжений до величин, приближающихся к заводским испытательным напряжениям, определяемым конструкцией и толщиной витковой изоляции. Применение более низких испытательных напряжений (но не ниже 350 в_{макс}) оправдано лишь в тех случаях, когда нет возможности создать достаточно высокие напряжения методами, приемлемыми для практики.

Возможности испытания витковой изоляции электрических машин. Как показывают приведенные в таблице результаты измерений для электрических машин с большим числом витков в секции (9 ... 10 и более), практически отсутствует возможность испытания их витковой изоляции бегущей волной. При амплитуде подаваемого импульса, не превышающей амплитуды нормированного испытательного напряжения (т. е. 7 кв для машин на номинальное напряжение 3 кв, 14 кв для машин на 6 кв и 21 кв для машин на напряжение 10 кв), изоляция витков, расположенных в средней части обмотки, может быть испытана напряжением порядка 100 ... 200 в, что явно недостаточно. Для таких машин целесообразно при современном состоянии вопроса применять испытание индуктированным испульсным напряжением [Л. 4 и 5].

Однако для электрических машин, имеющих небольшое число витков в секции, во многих случаях испытание бегущей волной оказывается приемлемым. Так, для синхронного компенсатора 6,6 кв, 15 000 ква, 750 об/мин могут быть получены минимальные витковые импульсные напряжения около 750 в, для гидрогенератора 13,8 кв, 55 000 квт, 62,5 об/мин — около 550 в; в обоих случаях амплитуда испытательного напряжения не будет превышать величин, допускаемых для испытания корпусной изоляции обмоток во время эксплуатации.

Применяя двукратное испытание каждой фазы обмотки (в поочередном сочетании с каждой из двух других фаз), можно, как это было показано ранее, еще несколько повысить минимальные витковые напряжения.

Таким образом, для машин, у которых не предусмотрена ежегодная выемка ротора (генераторы, синхронные компенсаторы) и, следовательно, испытание витковой изоляции индукционным методом трудно осуществимо, имеется возможность в ряде случаев испытывать витковую изоляцию бегущей волной, т. е. путем подачи импульсов на концы фаз.

Ожидаемые величины витковых испытательных напряжений можно определить путем импульсного обмера, произведенного при изготовлении машины или ее перемотке. При отсутствии результатов обмера вопрос о целесообразности применения импульсно-мостовой установки для испытания витковой изоляции машины может быть решен на основе сопоставления обмоточных данных машины с некоторыми числовыми соотношениями, полученными на основе проведенных исследований. Зная число секций в обмотке и электрическую длину секции, можно попытаться предопределить ожидаемые витковые напряжения, пользуясь кривой зависимости секционных напряжений от числа секций и внося поправку на электрическую длину секции (рис. 1).

Для секций с компаундированной изоляцией с суммарной длиной проводников не более 20 м поправки можно не вносить, так как электрическая длина такой секции в большинстве случаев не превышает 0,3 мкsec.

Попытки определить электрическую длину секции, пользуясь данными о скорости распространения волн в обмотках, приведенными в «Руководящих указаниях по защите от перенапряжений», могут дать неверные результаты: как показывает опыт, истинная скорость может существенно отличаться от усредненной, приведенной в «Руководящих указаниях».

Так, например, для гидрогенератора 55 000 квт, 13,8 кв скорость распространения согласно «Руководящим указаниям» должна составлять около 15 м/мкsec, а фактически она близка к 75 м/мкsec; для синхронного компенсатора 5 000 ква, 6 кв она должна составлять около 25 м/мкsec, а фактически не превышает 14 м/мкsec. Объясняется это, видимо, тем, что зависимости, приведенные в «Руководящих указаниях», не учитывают конкретных особенностей каждой машины: числа параллельных ветвей, числа витков в пазу, системы изоляции, конструкции обмотки и т. п.

Видимо, целесообразно было бы разработать такую методику расчета, которая позволила бы определять основные импульсные параметры обмоток и в первую очередь скорость распространения по конкретным обмоточным и конструктивным данным каждой машины.

Выводы. 1. Наименьшая величина междувитковых испытательных напряжений при данной амплитуде испытательного импульса зависит в первую очередь от числа витков в секции, от числа секций в ветви или фазе, от суммарной длины проводников секции и от скорости распространения импульса в обмотке.

Зависимость последней величины от конструк-

тивных данных машины пока нельзя считать установленной; данные «Руководящих указаний по защите от перенапряжений» во многих случаях не дают достаточного приближения к фактически измеренным значениям.

2. Распределение импульсных напряжений по секциям обмотки во многом зависит от чередования групп, что свидетельствует о наличии сильных электромагнитных связей между секциями обмотки.

При испытании по мостовой схеме, когда участают две фазы обмотки, существенным является взаимное расположение секций испытуемых ветвей или фаз (в частности, укорочение шага), а также направление токов в испытуемых фазах; для повышения секционных напряжений нужно, чтобы токи в испытуемых фазах или ветвях имели противоположное направление. Если это невозможно, то следует производить испытание обмотки при всех трех сочетаниях испытуемых фаз.

3. Испытание витковой изоляции целесообразно лишь в том случае, если витковые напряжения составляют не менее 350 в_{макс}.

При выборе методов и схем испытания следует стремиться к получению испытательных витковых напряжений, приближающихся к заводским испытательным напряжениям.

4. Для испытания крупных электрических машин, особенно гидрогенераторов с большим числом пазов, может быть рекомендован метод подачи импульса с конца обмотки (испытание бегущей волной), если при этом витковые напряжения составляют достаточную для испытаний величину.

5. Ориентировочный расчет междувитковых напряжений, получающихся при испытании бегущей волной, может быть произведен по обмоточным данным испытуемой машины. Достаточные испытательные напряжения получаются, как правило, у машин с небольшим (2 ... 4) числом витков секции.

Литература

1. В. А. Карасев и З. Г. Каганов. Распространение волн в обмотках электрических машин. Электричество, № 4, 1949.
2. Г. Н. Петров и А. И. Абрамов. Междупитковые напряжения в обмотках электрических машин при волновых процессах. Электричество, № 7, 1954.
3. А. А. Тимофеенко. Установка для испытания междувитковой изоляции электродвигателей. Электрические станции, № 6, 1950.
4. М. В. Смирнов. Контроль и испытание обмоток электрических машин и аппаратов, Госэнергоиздат, 1955.
5. М. В. Смирнов. Испытание витковой изоляции обмоток электродвигателей в условиях эксплуатации. Электричество, № 5, 1955.
6. Деканс. Исследование перенапряжений в высоковольтных двигателях. Bull. SFE, № 35, 1953.
7. Г. Г. Швец и С. Грекий. Экспериментальное исследование перенапряжений в обмотках электрических машин. Сборник „Электрическая изоляция“, вып. II, 1938.
8. Р. С. Robinson. Распределение импульсных напряжений в быстроходных турбогенераторах со стержневой обмоткой. Proc. IEE, № 77, 1953.
9. А. П. Александров и др. Физика диэлектриков. ГТТИ, 1932.



О градиентах потенциала в канале лидера длинной искры

Кандидат техн. наук В. П. ЛАРИОНОВ

Всесоюзный электротехнический институт имени Ленина

Лидер искрового разряда в длинном воздушном промежутке, как это впервые было показано В. С. Комельковым [Л. 1], имеет сложную структуру. На головке узкого лидерного канала наблюдается обширная область ионизации, состоящая из отдельных стримеров — тонких длинных каналов, настолько многочисленных у положительных разрядов, что вся зона ионизации напоминает собой каскад светящихся нитей, исходящих из головки лидера. Образующиеся на фронте стримеров электроны устремляются по их стволам в канал лидера, оставляя в зоне ионизации положительные ионы. По мере продвижения лидера в глубь межэлектродного промежутка появляются новые стримеры, в то время как ранее образованные гаснут, создавая вокруг узкого лидерного канала «чехол» из малоподвижного объемного заряда.

Непосредственно с электродом сообщается узкий канал («ядро») лидера, по которому электроны при положительном разряде стекают на электрод. Градиенты потенциала вдоль канала лидера определяют условия ионизации на его головке и являются поэтому важнейшим параметром разряда, который до настоящего времени еще мало изучен.

Экспериментальная оценка средних продольных градиентов потенциала была произведена в ВЭИ при помощи создания в лидерном канале искусственной ступени [Л. 2]. Предполагалось, что, во-первых, ток ступени приводит лидерный канал в состояние дуговой проводимости и что, во-вторых, потенциал головки лидера при этом не изменяется, т. е. было принято, что напряжение среза на разрядном промежутке в момент образования ступени характеризует падение напряжения на канале лидера, и средние градиенты определялись как

$$E_{\text{ср}} \approx \frac{U'}{l_s} + E_d, \quad (1)$$

где U' — напряжение среза;

l_s — длина лидера в момент образования ступени;

E_d — градиент напряжения в канале дуги.

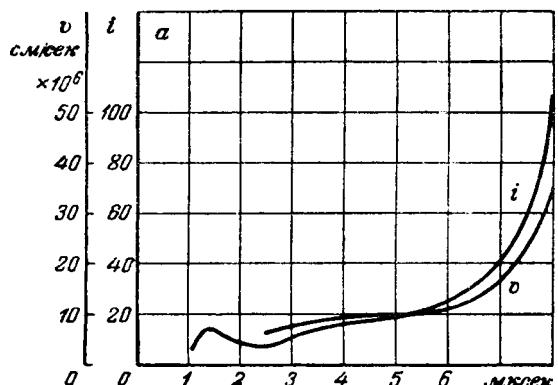


Рис. 1. Изменение лидерного тока и скорости головки лидера. Промежуток „стержень—плоскость“ длиной 100 см. Сопротивление в цепи разряда 2,5 ком.

Если трудно возразить против первого предположения, то второе, очевидно, несостоит. После образования ступени, как показывает опыт, резко возрастают ток и скорость головки лидера [Л. 2], что может быть отнесено только за счет увеличения напряженности поля на головке лидера. Это означает, что и увеличения потенциала самой головки. Напряжение среза при образовании ступени дает далеко не полное падение напряжения на канале лидера, а рассчитанные по величине этого напряжения среза средние продольные градиенты потенциала в лидерном канале являются заниженными. Полученные по этой методике преуменьшенные значения средних градиентов вдоль канала положительного лидера длиной 120 ... 140 см, развивающегося в промежутке «стержень — плоскость» с межэлектродным расстоянием 200 см, составляют 1200 ... 1600 в/см при сопротивлении в цепи разряда соответственно 140 ... 400 ком [Л. 2]. Эти цифры дают основание утверждать, что представления о развивающемся лидере как о высокопроводящем, почти эквипотенциальному канале (с продольными градиентами порядка десятков в/см) не соответствуют действительности.

С течением времени следует ожидать уменьшения величины продольных градиентов потенциала вследствие нагревания канала лидера увеличивающимся током. С этой точки зрения небезинтересно рассмотреть лидер на заключительной стадии его развития.

Величину среза напряжения на разрядном промежутке в момент начала главного разряда можно рассматривать как сумму падения напряжения в канале лидера и потенциала его головки непосредственно перед соприкосновением ее с плоскостью. Полагая потенциал головки лидера, находящейся вблизи земли, равным нулю, по величине напряжения среза можно получить заведомо завышенную величину среднего продольного градиента в канале лидера непосредственно перед главным разрядом. Полученные нами таким образом градиенты составляют при упоминавшихся выше условиях опыта 1000 ... 1600 в/см независимо от величины сопротивления

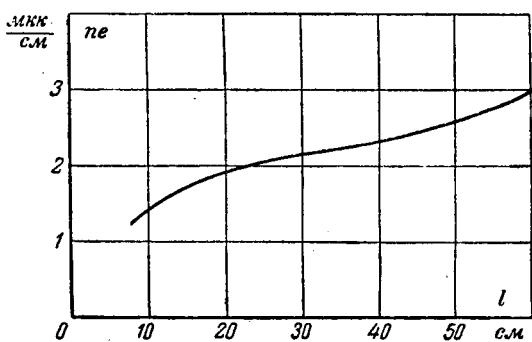


Рис. 2. Распределение линейной плотности избыточного положительного заряда по длине лидера (для разряда Рис. 1).

в цепи разряда (напряжение среза в 42 опытах составляло 230 ... 370 кВ).

Итак, в канале лидера, прошедшего 60 ... 70% разрядного расстояния, средние градиенты составляют как нижний предел 1200 ... 1600 в/см, в то время как в канале лидера непосредственно перед его соприкосновением с плоскостью средние градиенты составляют как верхний предел 1000 ... 1600 в/см. Приведенные цифры показывают, по-видимому, существенное уменьшение средних продольных градиентов потенциала в течение времени развития лидера.

Известно, что измеряемый в канале лидера ток i выражается как $i = nev$, где v — скорость головки лидера; e — заряд электрона; n — количество электронов, вытекающих из канала лидера при продвижении его на единицу длины (ne — численно равно линейной плоскости избыточного объемного положительного заряда в «чехле» лидера). С другой стороны, ток i можно выразить через количество образующихся при ионизации электронов n' на единицу длины лидера и скорость их дрейфа v' под действием продольных градиентов потенциала в лидерном канале:

$$i = nev = n'ev, \text{ т. е. } nv = n'v'. \quad (2)$$

По мере приближения головки лидера к плоскости значительно увеличиваются ток лидера и скорость головки лидерного канала, при этом ток возрастает быстрее, что означает увеличение линейной плотности избыточного заряда ne в нижней части лидера. Характер изменения лидерного тока и скорости головки лидера в промежутке «стержень — плоскость» иллюстрируется рис. 1. За 5 мксек (от $t_1 = 3$ мксек до $t_2 = 8$ мксек) ток увеличивается в 10 раз, скорость головки лидера — в 5 раз, а их отношение $ne = i/v$ — в 2 раза. На рис. 2 представлено для того же разряда распределение линейной плотности избыточного заряда по длине лидера.

Скорость дрейфа электронов v' меньше скорости головки лидера v [Л. 3]. Значит, увеличение плотности избыточного заряда ne по длине лидерного канала в соответствии с уравнением (2) означает увеличение линейной плотности электронов n' в плазме лидера канала.

Обратимся теперь к представленным на рис. 3 фоторазверткам канала разряда в промежутке «стержень — плоскость», снятым быстро врачающейся фотокамерой с объективом «Юпитер-3» известным методом [Л. 1] одновременно через несколько щелей, расположенных на разных уровнях относительно плоскости. Рассмотрение фоторазверток показывает, что в каждый момент времени (соответствие времени на фоторазвертках устанавливается посредством совмещения момента возникновения главного разряда) диаметр лидера канала («ядра») примерно постоянен по его длине.

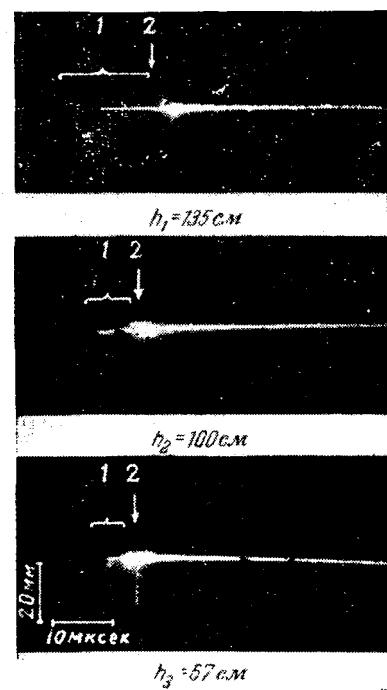


Рис. 3. Фоторазвертки канала разряда. Промежуток „стержень — плоскость“ длиной 150 см. Сопротивление в цепи разряда 28 ком.

h — высота щели над плоскостью; 1 — лидерная стадия разряда; 2 — главный разряд. На нижней фоторазвертке видны по сторонам от основного канала боковые ветви.

Повышение линейной плотности электронов n' в нижней части лидера канала при постоянстве его диаметра по длине означает повышение концентрации электронов в нижней части канала, т. е. увеличение проводимости и снижение в этой части канала продольных градиентов потенциала. Итак, начальные значения градиентов потенциала неодинаковы по длине лидера канала: больше в верхних частях его и меньше — в нижних. С течением времени должно наблюдаться уменьшение градиентов в результате термоионизации, особенно в ранних частях канала.

Уместно отметить, что Леб [Л. 3], основываясь на постоянстве линейной плотности избыточного положительного заряда ($ne = i/v \approx \text{const}$), предполагает однородность канала лидера по длине и постоянство градиентов потенциала вдоль канала.

Литература

1. В. С. Комельков. Структура и параметры лидера разряда. Известия АН СССР (ОТН), № 8, 1947.
2. В. П. Ларионов. К вопросу о механизме импульсного разряда в длинном воздушном промежутке. Электричество, № 7, 1952.
3. L. B. Loeb. Некоторые вопросы стримерной теории разряда. Phys. Rev., т. 94, № 2, 1954.

[11. 6. 1956]



Трансформатор для электродинамической модели энергосистем

Инж. Л. А. СУХАНОВ

Институт электромеханики Академии наук СССР

Надежные результаты исследований, проводимых на электродинамических моделях, могут быть достигнуты при достаточно хорошем соответствии параметров элементов модели и оригинала. В частности, условия подобия трансформаторов (без введения масштаба времени), когда модель предназначается для изучения режимов работы энергосистем, сводятся к равенству (в относительных единицах) потерь короткого замыкания p_k , потерь холостого хода p_0 и напряжения короткого замыкания u_k . Кроме того, трансформаторы оригинала и модели должны иметь идентичные характеристики холостого хода, одинаковые группы соединений обмоток и однотипные магнитные системы.

Для геометрически подобных силовых трансформаторов при условии постоянства магнитной индукции, средней плотности тока и числа витков обмоток уменьшение геометрических размеров в k раз приводит к уменьшению напряжения короткого замыкания также в k раз и уменьшению номинальной мощности — в k^4 раз. При этом относительные потери холостого хода и короткого замыкания, а также ток холостого хода возрастают в k раз [Л. 1].

На рис. 1 построены зависимости относительных потерь короткого замыкания и напряжения короткого замыкания от логарифма мощности трансформатора (сплошные линии). Для сравне-

ния пунктирными линиями указаны аналогичные характеристики, построенные по каталожным данным силовых трансформаторов типа ТД и ТДГ.

Отклонение кривой потерь короткого замыкания, построенной по каталожным данным, от теоретической кривой объясняется имеющим место в действительности некоторым снижением магнитной индукции и плотности тока для трансформаторов малой мощности. Точно так же и получение в модельном трансформаторе относительно малых потерь короткого замыкания, соответствующих потерям в мощных трансформаторах, возможно только за счет принятия низких удельных электрических нагрузок. Однако снижение нагрузки и необходимость выбора модельных трансформаторов сравнительно малой мощности приводят к резкому снижению их напряжений короткого замыкания. С целью повышения этих величин до значений, имеющих место в мощных силовых трансформаторах, т. е. до 13 ... 17%, оказывается необходимым принятие искусственных конструктивных мер.

Одной из таких мер является специальное распределение обмоток высшего и низшего напряжений, при котором их намагничивающие силы на каждом сердечнике оказываются неуравновешенными, и таким образом разность этих намагничивающих сил вызывает значительный дополнительный магнитный поток рассеяния. На рис. 2 показаны возможные способы получения повышенного поля рассеяния трансформатора.

В модельных трансформаторах, которые были изготовлены для электродинамической модели передачи Куйбышев — Москва, действующей в Институте электромеханики Академии наук СССР, при различных комбинациях расположения катушек оказалось возможным достигнуть значений напряжения короткого замыкания в пределах 3 ... 21,5%. Это позволило отказаться от применяемого обычно последовательного включения с трансформатором индуктивных катушек, активные сопротивления которых соизмеримы с соб-

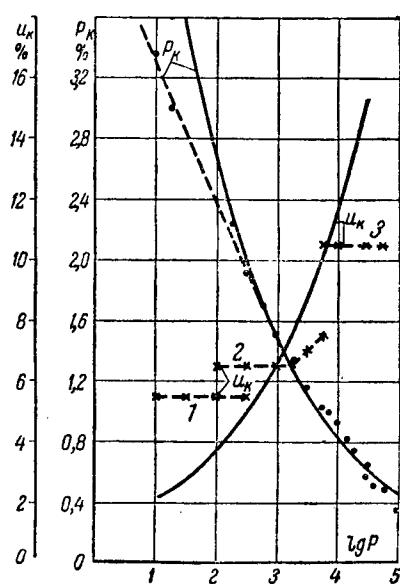


Рис. 1. Характеристики трансформаторов, построенные по теоретическим и каталожным данным.

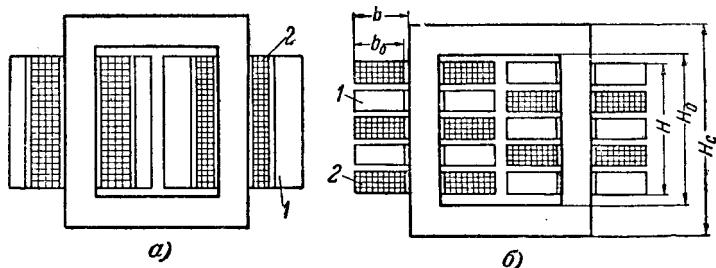


Рис. 2. Трансформатор с повышенным напряжением короткого замыкания.

1 — цилиндрические обмотки; 6 — чередующиеся обмотки.
1 — обмотка низшего напряжения; 2 — обмотка высшего напряжения.

ственными значениями сопротивлений обмоток трансформатора.

Обычно оказывается затруднительным обеспечить как равенство относительных потерь короткого замыкания, так и совпадение характеристик холостого хода оригинала и модели и, как правило, удается удовлетворить только одному из этих условий. В частности, для анализа динамической устойчивости электропередачи достаточно обеспечить лишь равенство относительных потерь короткого замыкания и токов холостого хода оригинала и модели и не требовать полного совпадения характеристик холостого хода.

Что касается величин потерь холостого хода модельного трансформатора, то, как показали дополнительные исследования, эти потери без существенной погрешности могут быть допущены в 4...6 раз большими, чем в оригинале.

Для модельного трансформатора расчетный диаметр сердечника в *мм* может быть определен по формуле

$$D = c + \sqrt{c^2 + 2c \cdot b},$$

где *b* — расстояние в *мм* между сердечником и внешней стороной обмотки; значение *c*, в свою очередь, определяется из выражения

$$c = 1,71 \cdot 10^8 \frac{1}{\sigma_c f B S r_0} \cdot \frac{P_n}{U_n},$$

в котором *P_n* — номинальная мощность трансформатора, *квт*;

U_n — номинальное напряжение обмотки низшего напряжения, *в*;

B — магнитная индукция в сердечнике, *гс* (*B* = 9000...10 000 *гс*);

S — сечение эффективного проводника обмотки низшего напряжения, *мм²*;

r₀ — относительное активное сопротивление трансформатора;

σ_c — коэффициент использования по-перечного сечения сердечника (в среднем равен 0,8);

f — частота, *гц*.

Высота окна магнитопровода в *мм* равна:

$$H_0 = 28,7 \cdot 10^8 \frac{S}{\lambda \sigma_c f B} \frac{1}{b D^2} U_n,$$

где *λ* = 0,35...0,38 — коэффициент заполнения медью окна магнитопровода.

Напряжение короткого замыкания модельного трансформатора может быть представлено двумя составляющими: *u_n* = *u_{n1}* + *u_{n2}*, обусловленными соответственно потоками рассеяния, замыкающимися вне обмотки трансформатора, и рассеянием магнитного потока внутри обмоток.

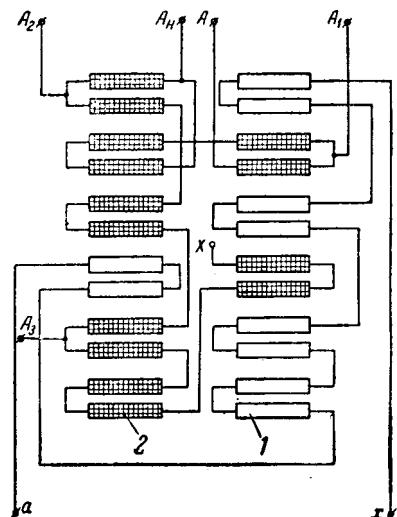


Рис. 3. Схема соединений катушек модельного трансформатора.

1 — катушки 230 в; 2 — катушки 1 250 в.

Значения этих составляющих находятся по следующим приближенным формулам:

$$u_{n1} = 9,41 \cdot 10^{-4} \Delta w^2 \left[D \ln \frac{H_c}{H} + H_c - H \right] \frac{P_n}{U_n^2};$$

$$u_{n2} = 3,1 \cdot 10^{-4} \Delta w^2 \frac{D + 1,6 b_0}{1 + \frac{H}{2 b_0}} \frac{P_n}{U_n^2},$$

где *Δw* — разность между числом витков обмотки низшего напряжения и приведенным числом витков обмотки высшего напряжения (находящимися на одном сердечнике);

H_c — высота магнитопровода, *мм*;

H — высота обмотки, *мм*;

b₀ — ширина обмотки, *мм*.

Трансформатор, используемый на электродинамической модели Института электромеханики Академии наук СССР, имеет расположение катушек, указанное на рис. 3. Конструктивно обмотки трансформатора выполняются из отдельных катушек. Обмотка высшего напряжения имеет 10 основных катушек по 38 витков в каждой, включенных между выводами *A_n* и *X*, и четыре дополнительных катушки, которые позволяют получить напряжение в $\sqrt{2}$ раз больше номинального, что необходимо при проведении некоторых исследований на модели. Число катушек низшего напряжения — 10, общее число витков — 69. Магнитопровод трансформатора собран из листовой лакированной стали марки ХВП с толщиной листа 0,35 *мм* и стянут латунными шпильками. Охлаждение трансформатора воздушное, естественное.

Трансформатор, имеющий схему соединения катушек, указанную на рис. 3, при мощности 8,34 *квт* и при номинальных напряжениях 1 250/230 *в* имеет следующие параметры: *u_n* = 12,3%; *r₀* = 0,274%; *p_n* = 0,51%; *p₀* = 1,6%;

О применении выключателей нагрузки в городских электросетях

Инж. В. А. КОЗЛОВ

Ленинградская кабельная сеть

Выключатели нагрузки типа ВН-16 начали находить широкое применение в городских распределительных сетях для различных автоматических устройств. Объясняется это дешевизной, простотой конструкции и малыми габаритами выключателя, а также тем, что выключатель ВН-16 уже показал себя с положительной стороны в устройствах автоматического включения резервного питания.

Трехгодичный опыт эксплуатации в электрической сети г. Ленинграда и ряд испытаний, кроме уже освещенных в статье В. А. Козлова и В. Д. Еремеева [Л. 1], позволяют сделать некоторые, представляющие интерес выводы относительно применения выключателей ВН-16.

Нагрузочные токи городских электросетей далеко не достигают номинальных токов выключателей нагрузки (400 а для номинального напряжения 6 кв и 200 а для номинального напряжения 10 кв). Устойчивость выключателей ВН-16 при сквозных токах короткого замыкания, характеризуемая амплитудным значением предельного тока 25 ка и эффективным 14,5 ка, вполне достаточна для условий городских электросетей. Следует лишь обратить внимание на необходимость точного определения ударного коэффициента при вычислении токов короткого замыкания.

Расчеты токов короткого замыкания в городских кабельных сетях обычно выполняются с некоторыми допущениями, в частности, мощность источника питания принимается равной бесконечности, а его реактивность определяется по периодической составляющей мощности короткого замыкания. С учетом этих допущений можно записать:

$$i_y = k_y \sqrt{2} I_{k.z}, \quad (1)$$

где i_y — ударный ток короткого замыкания;

k_y — ударный коэффициент;

$I_{k.z}$ — эффективное значение тока короткого замыкания.

Для кабельных сетей

$$k_y = 1 + e^{-0.01 / \frac{x_\Sigma}{\omega r_\Sigma}}, \quad (2)$$

$I_0 = 4,0\%$. Эти величины хорошо соответствуют параметрам мощных силовых трансформаторов. Как указывалось ранее, значение потерь холостого хода может быть допущено несколько завышенным.

Основные размеры трансформатора следующие: расстояние между осями обмоток, находящихся на разных сердечниках, 345 мм; высота трансформатора 250 мм; $D=155$ мм; $b=95$ мм.

Включение двух дополнительных катушек на стороне высшего напряжения левого сердечника

где x_Σ — суммарное реактивное сопротивление цепи замыкания;
 r_Σ — то же, активное сопротивление;
 ω — угловая частота.

Из выражения (2) видно, что значение k_y определяется параметрами цепи короткого замыкания. Между тем в установившейся практике расчетов значение ударного коэффициента принимается обычно равным 1,8, что может приводить к неправильным результатам, искусственно ограничивающим область применения выключателей ВН-16.

Для более точного определения области применения выключателей ВН-16 нами были найдены значения ударного тока короткого замыкания распределительных кабельных сетей 6 кв. Ток находился по формулам (1) и (2) для расчетной схемы, представленной на рис. 1.

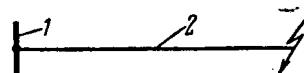


Рис. 1. Расчетная схема для определения ударного тока.
1 — шины 6 кв распределительного пункта; 2 — кабель.

При вычислении реактивностей системы начальные значения периодической составляющей мощности трехфазного короткого замыкания на шинах 6 кв распределительной подстанции принимались равными 125, 150, 175 и 200 Мва. Принимались наиболее распространенные в городских электросетях сечения кабелей — 50 и 70 мм². Полученные в результате расчета зависимости ударного тока от длины кабельной распределительной линии для указанных выше значений периодической слагающей мощности короткого замыкания показаны на рис. 2.

Кривые рис. 2 и анализ действительных условий, имеющих место в городских электросетях, показывают, что выключатель ВН-16 может быть использован практически в любых городских электросетях. В тех случаях, когда предельная мощность замыкания равна 200 Мва и выключатель устанавливается в непосредственной близости от распределительной подстанции, его сле-

вместо двух отключаемых катушек того же напряжения правого сердечника (рис. 3) позволяет получить $u_k = 21,5\%$ при $p_k = 0,65\%$.

Литература

1. М. П. Костенко и Е. Д. Трейвиш. Моделирование электрических машин и трансформаторов при экспериментальном исследовании устойчивости параллельной работы электрических станций. Труды Ленинградского политехнического института, № 1, 1946.

[27. 4. 1956]



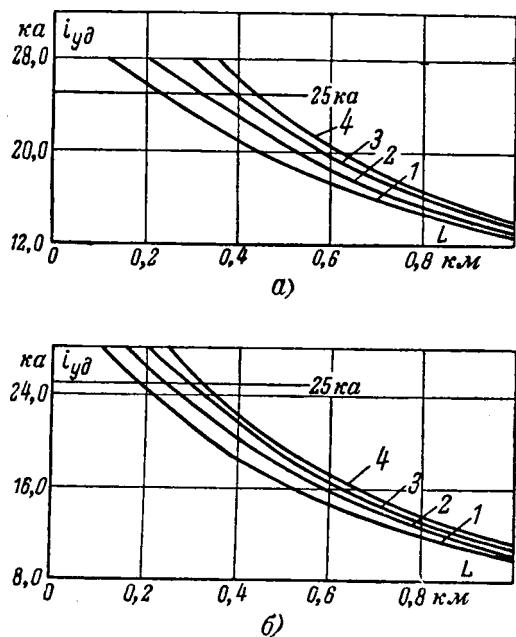


Рис. 2. Расчетные значения токов короткого замыкания.
а — сечение кабеля 70 mm^2 ; б — сечение кабеля 50 mm^2 .
1 — $P_{k,z} = 125 \text{ Mva}$; 2 — $P_{k,z} = 150 \text{ Mva}$; 3 — $P_{k,z} = 175 \text{ Mva}$;
4 — $P_{k,z} = 200 \text{ Mva}$.

дует проверять на динамическую устойчивость при сквозных токах короткого замыкания. Аналогичные выводы получаются и для сетей 10 кв.

В устройствах автоматического включения резервного питания используются выключатели нагрузки ВН-16 с переставленной пружиной [Л. 1]. Значение предельного тока отключения у такого выключателя будет меньше, чем у нормального, так как его отключение может производиться только вручную. Учитывая это, схемы автоматического включения резервного питания должны выполняться таким образом, чтобы токи, отключаемые переделанным выключателем ВН-16, не превышали токов холостого хода трансформаторов или зарядных токов кабельных линий. В условиях городских распределительных электросетей это условие выполняется достаточно просто.

Переделка выключателя ВН-16 для применения его в устройствах автоматического включения резерва сводится лишь к перестановке отключающей пружины на траверсе. Никаких других изменений в его конструкцию не вносится. Поэтому динамическая устойчивость переделанного выключателя остается такой же, как и у нормального, и все, что было сказано выше относительно области применения выключателя ВН-16 по условиям динамической устойчивости, может быть отнесено и к переделанному выключателю.

Особого внимания заслуживает вопрос о возможности автоматического включения переделанного выключателя ВН-16 на короткое замыкание. При работе выключателя в устройствах автоматического включения резерва такой случай не исключен. Возможность такого включения проверялась в действующей сети г. Ленинграда и в лаборатории Ленинградского филиала Всесоюзного электротехнического института им. Ленина.

Испытания на включающую способность выключателя ВН-16 с переставленной пружиной производились в режиме трехполюсного короткого замыкания при напряжении холостого хода 6 кв. Выключатель при этом был установлен вертикально, без предохранителей ПК, и перед испытанием имел чистые гасительные камеры. В процессе испытания расстояние между подвижными контактами и концом дугогасительной камеры в отключенном положении колебалось от 50 до 90 мм, длина включающих пружин изменялась от 48 до 52 мм.

Действующее значение тока короткого замыкания при включениях изменялось от 5 до 20,2 ка, а ударное — от 10 до 40,5 ка. В первой серии опытов при токах до 14,5 ка включение сопровождалось легким привариванием контакта одного из полюсов, а при токах до 18 ка заметным привариванием контактов. Во второй серии опытов приваривание наблюдалось при токе 20,2 ка, последующее снижение тока до 15 ка привело к разрыву искрогасительных камер.

Необходимо отметить, что во всех опытах рабочие контакты выключателя не доходили до нормального положения на 10...20 мм в зависимости от величины тока включения, что следует считать нормальным, если иметь в виду характеристику отключающих пружин выключателя.

В третьей серии опытов испытывался новый выключатель ВН-16. Испытание производилось при минимальном расстоянии между контактами и камерами, равном 500 мм, без предварительной проверки регулировки выключателя. При токе 13,5 ка включение происходило нормально, а при больших значениях тока имел место разрыв искрогасительных камер.

На рис. 3 приведена осциллограмма одного из опытов включения, а на рис. 4 — кривая скорости включения выключателя переделанной конструкции.

Результаты испытания указывают на необходимость тщательного регулирования выключателя перед вводом его в эксплуатацию. При этом

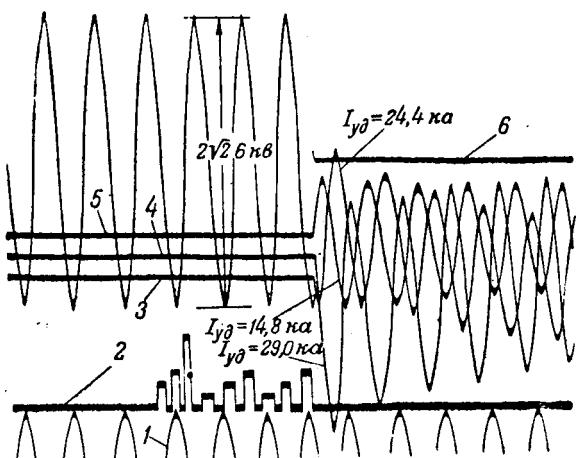


Рис. 3. Осциллограмма одного из опытов короткого замыкания.

1 — время ($f = 50 \text{ Гц}$); 2 — ход контактов; 3 — ток фазы А; 4 — ток фазы В; 5 — ток фазы С; 6 — напряжение на зажимах генератора.

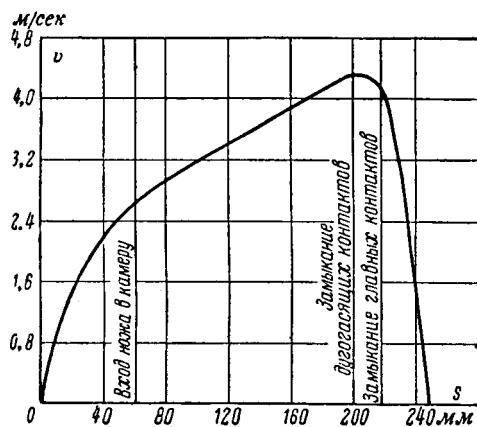


Рис. 4. Кривая скорости включения переделанного выключателя.

особое внимание должно быть обращено на одновременность замыкания контактов, проверку и регулировку выдергивающих усилий, плавность включения и устранение каких-либо перекосов, заеданий и затираний в механизме выключателя. Расстояние между искрогасительными контактами и камерами не должно превышать 70 мм.

Необходимость тщательной регулировки выключателя ВН-16 перед вводом его в работу подтверждается также опытом эксплуатации.

После каждого включения на короткое замыкание выключатель должен быть осмотрен и должны быть приняты необходимые меры по регулировке, замене искрогасительных камер и т. д.

При автоматическом включении на короткие замыкания, действующие значения токов которых более 8 кА, возможно неполное включение рабочих контактов выключателя, являющееся нежелательным, так как при недовключенном положении рабочих контактов снижается термическая устойчивость выключателей. Следовательно, после каждого включения необходимо схему питания потребителей приводить к нормальному виду или производить ручную доводку положения контактов.

Электропромышленность должна наладить серийный выпуск выключателей ВН-16, работающих автоматически на включение. Этим новым выключателям не должны быть присущи недостатки, свойственные выключателям с пружиной, представленной кустарным способом. Появление таких выключателей откроет широкие возможности автоматизации электрических сетей.

Литература

1. В. А. Козлов и В. Д. Еремеев. Применение выключателей нагрузки ВН-16 для автоматического включения резервного питания. Электричество, № 6, 1954.

[16. 7. 1956]



Заметки и письма

О РАСЧЕТЕ ТОКОВ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ

(Статья Ю. М. Пятин, Электричество, № 4, 1956)

Предложенный Ю. М. Пятином «новый прием разложения детерминант», по его мнению, «позволяет получать искомое выражение для тока в любой ветви сложной цепи во много раз быстрее, чем по любому из существующих методов, и в виде, удобном как для анализа, так и для числовых расчетов». Однако с этим утверждением, насколько можно судить по весьма краткому и может быть поэтому не вполне точному изложению статьи, согласиться нельзя. Ниже будет показана неосновательность мнения Ю. М. Пятини.

Формула раскрытия определителя представлена автором статьи в виде:

$$D = (a_{10} + a_{12} + \dots + a_{1n})(a_{21} + a_{20} + \dots + a_{2n}) \dots \\ \dots (a_{n1} + a_{n2} + \dots + a_{n0}) - \Sigma, \quad (1)$$

где Σ — сумма членов, которые Ю. М. Пятин назвал «запрещенными».

При этом число членов, получаемых в результате раскрытия скобок множителей, очевидно, равно:

$$A = n^n,$$

где n — порядок определителя.

Число запрещенных членов подсчитано нами в результате раскрытия скобок в выражении (1) согласно указанию статьи. После выполнения вычитания в правой части остается членов

$$C = A - B.$$

$$(2) \quad \text{При } n = 3 \quad C_3'' = 1 + 11 = 12 \text{ членов.}$$

Каждый из членов в правой части (1) состоит из n сомножителей. Что касается общепринятого способа раскрытия определителя, то он приводит к сумме из C' членов, причем, как известно,

$$C' = n! \quad (3)$$

и каждый из членов также состоит из n сомножителей. Для всех значений $n > 1$

$$C > C'. \quad (4)$$

Например, при раскрытии определителя 3-го порядка обычным способом число членов равно:

$$C_3' = 3! = 6.$$

При раскрытии по способу, предлагаемому Ю. М. Пятином:

$$C_3 = n^n - B_3 = 27 - 11 = 16 \text{ членов.}$$

Аналогичные соотношения, неблагоприятные для метода, предложенного автором статьи, получаются и в случае $n > 3$.

Выясним другую, более благоприятную возможность предложения Ю. М. Пятини, о которой он в своей статье не упоминает. Эта возможность может быть выражена, с одной стороны, формулой

$$D = a_{11}a_{22}a_{33}a_{44} - \Sigma,$$

где Σ — сумма запрещенных членов, а с другой стороны, — указанием способа непосредственной записи запрещенных членов. Такой способ может быть указан. Однако прежде выясним, заслуживает ли он описания. Число членов по этому способу, очевидно,

$$C'' = 1 + B. \quad (5)$$

Таким образом, даже более благоприятная возможность применения предложения Ю. М. Пятина не заслуживает внимания.

Дополнительными преобразованиями число членов C' может быть уменьшено, но оно не может быть в общем случае менее

$$C' = n!^*$$

так как после раскрытия в общем виде определителя обычным способом дальнейшие упрощения, как известно, невозможны.

Что касается упрощения выкладок при раскрытии определителя, то здесь можно лишь рекомендовать использование обычных приемов алгебры, облегчающих и ускоряющих вычислительный процесс. Прежде всего надо использовать возможность вынесения множителя, общего для элементов строки или столбца. При раскрытии определителя следует сводить до минимума число операций умножения и деления за счет некоторого увеличения числа операций сложения (вычитания).

По нашим наблюдениям время, необходимое для выполнения простейших действий над комплексными числами, измеряется приблизительно следующими коэффициентами:

Вид действия	Сложение	Умножение	Деление
Вычисления без логарифмической линейки . . .	1	10	20
Вычисления при помощи логарифмической линейки	1	7	14

Вес единичного коэффициента, разумеется, зависит в некоторой мере от количества знаков в вещественной и мнимой частях комплексного числа и в большей мере от индивидуальных способностей расчетчика.

Точное сравнение трудоемкости операций по различным алгебраическим вариантам одной и той же формулы вряд ли возможно, так как операции умножения более простых комплексов и сложения более сложных частично заменяются операциями сложения более простых комплексов и меньшим, чем прежде, числом операций умножения более сложных комплексов. Но все же не подлежит сомнению, что при этом можно получить экономию сил и времени расчетчика.

Сравним для примера различные алгебраические варианты формулы раскрытия определителя третьего порядка:

$$D = a_{11}a_{22}a_{33} + a_{12}a_{23}a_{31} + a_{13}a_{21}a_{32} - a_{13}a_{22}a_{31} - a_{11}a_{23}a_{32} - a_{12}a_{21}a_{33},$$

вычисление связано с 12 операциями умножения и пятью операциями сложения:

$$D = a_{11}(a_{22}a_{33} - a_{23}a_{32}) + a_{12}(a_{23}a_{31} - a_{21}a_{33}) + a_{13}(a_{21}a_{32} - a_{12}a_{33}),$$

вычисление связано с девятью операциями умножения и пятью операциями сложения.

Второй вариант требует минимального числа математических операций и по сравнению с первым дает экономию сил и времени приблизительно на 20%.

Еще пример — сравним алгебраические варианты вычисления тока произвольного контура:

$$I_k = \frac{\Delta_k}{\Delta},$$

где Δ — определитель системы контурных уравнений;

$$I_k = \frac{\Delta_{1k}l_1 + \dots + \Delta_{kk}l_k + \dots + \Delta_{nk}l_n}{\Delta},$$

где Δ_{nk} — алгебраическое дополнение к определению системы;

$$I_k = \frac{\Delta_{1k}}{\Delta}l_1 + \dots + \frac{\Delta_{kk}}{\Delta}l_k + \dots + \frac{\Delta_{nk}}{\Delta}l_n.$$

Нетрудно установить, что если $n = 3$, то наиболее выгоден вариант 2. Если $n > 3$, то варианты 1 и 2 равносочлены, а вариант 3 менее выгоден, так как в нем число операций сложения и умножения такое же, как в 1 и 2, а число операций деления — больше.

* В случае определителя с диагональной симметрией, т. е. когда $a_{kj} = a_{jk}$, число членов уменьшается за счет приведения подобных членов. Например: $C'_{3c} = 5$; $C'_{4c} = 17$.

Возможно, что упрощение расчета, вызванное в некоторых случаях этими общеизвестными явлениями, было принято Ю. М. Пятиным как свойство предложенного им метода. Приведенный в статье пример вычисления адъюнкта (определитель 3-го порядка) как раз получил форму, соответствующую минимальному числу операций умножения, но все же не минимальному объему вычислений.

Судя по решению примера в статье, автор пытался упростить расчет цепи путем использования готовых формул, выведенных в общем виде и заблаговременно. В частности, этой цели должно служить «клише». Но попытка не удалась. Напротив, она усложнила задачу. В результате целого ряда действий по применению «клише» в статье получено выражение адъюнкты

$$A_{11} = Z_{41}[(Z_{21} + Z_{24})(Z_{31} + Z_{32} + Z_{34}) + Z_{23}(Z_{31} + Z_{34})] + \\ + Z_{42}[Z_{21}(Z_{31} + Z_{32} + Z_{34}) + Z_{23}Z_{31}] + \\ + Z_{43}[Z_{31}(Z_{21} + Z_{23} + Z_{24}) + Z_{22}Z_{21}].$$

Выражение этой адъюнкты может быть написано много быстрее и проще, если это делать общеизвестным способом, глядя на определитель (7):

$$A_{11} = Z_2Z_{23}Z_{41} - Z_2Z_{34}Z_{43} - Z_{23}Z_{32}Z_{44}.$$

Сравнение говорит далеко не в пользу метода, предложенного Ю. М. Пятиным. Кстати, в статье не только не даны обоснования предложенного метода, но, к сожалению, нет даже указаний на то, каким путем эти обоснования получены. Такой способ изложения нового метода нам представляется неудовлетворительным.

Пример вычисления на основании определителя сопротивления Z_{ab} взят в статье явно элементарный, видимо, потому, что вычисление, например, сопротивления Z_{ax} привело бы к неприемлемо громоздкому выражению, которого автор статьи, по-видимому, предпочел избежать.

Рекомендация Ю. М. Пятина — изображать цепи в виде легко запоминающихся простых геометрических фигур — вряд ли оригинальна. Неясно, что имеет в виду автор статьи, когда говорит о «естественной структуре формул»; что в предложенной им структуре «естественно» и что вообще следует считать «естественному» в структуре формул.

Кандидат техн. наук, доц. С. И. Кирпатовский
Львовский политехнический институт

* * *

Ю. М. Пятин предложил рассчитывать сложные цепи путем решения систем уравнений контурных токов или узловых потенциалов методом, основанным на применении новой формулы разложения детерминантов. Нельзя согласиться с утверждением автора о том, что предлагаемый им метод «...позволяет получить искомое выражение для тока в любой ветви сложной цепи во много раз быстрее, чем по любому из существующих методов и в виде, удобном как для анализа, так и для числовых расчетов».

Дело в том, что при наличии в общих ветвях трех и более контурных токов нельзя написать уравнения контурных токов (!) так, чтобы в них все диагональные члены имели положительные знаки, а все остальные слагаемые были отрицательными. При положительных коэффициентах a_{11}, a_{22}, \dots и т. д., что и принято автором статьи (стр. 68), предложенная структура уравнений контурных токов справедлива лишь для таких схем, в общих ветвях которых имеется не больше двух контурных токов. А это, в свою очередь, противоречит условиям записи формулы (5).

Метод Ю. М. Пятина не имеет никаких особых преимуществ перед существующими численными методами расчета цепей. В этом можно легко убедиться, если довести решение приведенного в статье примера до численного результата и сравнить его с приводимым ниже решением этого же примера методом свертывания [Л. 1].

При необходимости получить численные значения токов во всех ветвях схемы во многих случаях предпочтительнее воспользоваться методикой О. М. Богатырева [Л. 2].

В тех случаях, когда метод Ю. М. Пятина применим для анализа схем в общем виде, следует учитывать сле-

дующее важное обстоятельство. Ю. М. Пятин указывает способ определения тока лишь в одной ветви схемы. При необходимости найти выражение для другого контурного тока весь процесс решения требуется повторить. Между тем этого можно избежать, если до конца вести решение в предположении, что все контуры граничат друг с другом (в случае уравнений контурных токов) или все узлы связаны между собой (в случае уравнений узловых потенциалов) и учесть некоторые особенности структуры схем в этих случаях.

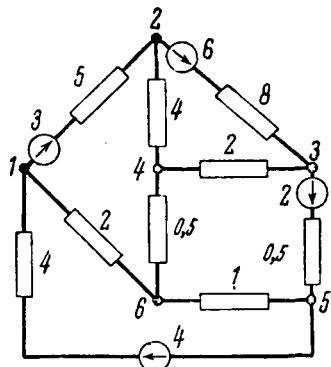
Дело в том, что при наличии связи между всеми контурами структура окончательного выражения для любого контурного тока будет одна и та же, так как положение всех контуров одинаковое. Различие будет заключаться лишь в индексах. Найдя в буквенном выражении один контурный ток, можно, не производя никаких преобразований, сразу написать выражение для любого другого контурного тока путем лишь изменений индексов при буквах. Так, если известны выражения для адьюнктов $A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{14}$, получаемые при определении контурного тока I_1 (пример Ю. М. Пятин), то соответствующие адьюнкты $A_{33}, A_{34}, A_{31}, A_{32}$ для другого контурного тока I_3 не нужно специально вычислять. Достаточно добавить ко всем цифровым индексам при буквах, входящих в выражения для $A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{14}$ (исключая цифру 0), число 2, равное разности индексов I_1 и I_3 .

При операциях над индексами следует руководствоваться правилом: всякое число, большее наибольшего возможного цифрового индекса 4, считается эквивалентным $x = 4$, т. е. вместо пятерки записывается единица, вместо шестерки — двойка и т. д.

В каждом частном случае наибольший возможный цифровой индекс равен числу уравнений в системе.

Высказанные выше соображения справедливы и в отношении буквенных выражений для потенциалов, получаемых из уравнений узловых потенциалов.

Пример. Определить ток в ветви 1-2 схемы, изображенной на рисунке. (Эта схема аналогична схеме, изображенной на рис. 1 в статье Ю. М. Пятин. Отличие состоит лишь в том, что здесь проводимости и э. д. с. имеют конкретное числовое значение. Размер-



ности $1/\text{ом}$, в на рисунке и в процессе решения для сокращения записи опущены).

$$\begin{array}{ll}
 3) & g_{32} = 8 \quad e_{32} = -6 \quad g_{24} = 1,524 \quad e_{24} = 6 \\
 & g_{34} = 2 \quad e_{34} = 0 \quad g_{28} = 0,381 \quad e_{28} = 8 \\
 & g_{36} = 0,5 \quad e_{36} = 2 \quad g_{45} = 0,0952 \quad e_{45} = 2 \\
 & \Sigma g_3 = 10,5
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ll}
 4) & g_{42} = 4 + 1,524 = 5,524 \quad e_{42} = -\frac{6+1,524}{5,524} = -1,655 \\
 & g_{46} = \dots = 0,5 \quad e_{46} = 0 \\
 & g_{48} = \dots = 0,0952 \quad e_{48} = 2 \\
 & \Sigma g_4 = 6,119 \\
 & g_{26} = 0,451 \quad e_{26} = 1,655 \\
 & g_{28} = 0,0859 \quad e_{28} = 3,655 \\
 & g_{65} = 0,00778 \quad e_{65} = 2
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ll}
 5) & g_{56} = 1 + 0,00778 = 1,0078 \quad e_{56} = -\frac{-2+0,00778}{1,0078} = -0,0154 \\
 & g_{51} = \dots = 4,0 \quad e_{51} = 4 \\
 & g_{52} = 0,0859 + 0,381 = 0,467 \quad e_{52} = -\frac{-3,665+0,0859-8+0,381}{0,467} = -7,201 \\
 & \Sigma g_5 = 5,475 \\
 & g_{61} = 0,736 \quad e_{61} = 4,015 \\
 & g_{62} = 0,086 \quad e_{62} = -7,186 \\
 & g_{12} = 0,341 \quad e_{12} = -11,2
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 6) & g_{61} = 2 + 0,736 = 2,736 \quad e_{61} = \frac{4,015-0,736}{2,736} = 1,08 \\
 & g_{62} = 0,086 + 0,451 = 0,537 \quad e_{62} = \frac{-7,186+0,086-1,655-0,451}{0,537} = -2,54 \\
 & \Sigma g_6 = 3,273 \\
 & g_{12} = 0,449 \quad e_{12} = -3,62 \\
 & g_{12g} = 0,449 + 5 + 0,341 = 5,79 \text{ л/ом} \\
 & e_{12g} = \frac{-3,62+0,449+5+3-11,2-0,341}{5,79} = 1,652 \text{ в} \\
 & I_{12} = (e_{12}-e_{12g}) g_{12} = (3-1,652) 5 = 6,74 \text{ а.}
 \end{aligned}$$

Инж. Г. Г. Белоногов

Литература

1. Г. Г. Белоногов. О методах расчета линейных электрических схем. Электричество, № 1, 1955.

2. О. М. Богатырев. Элементарная методика расчета линейных электрических цепей. Электричество, № 4, 1953.

ЭЛЕКТРИЗАЦИЯ ПАРА ПРИ ЕГО ОХЛАЖДЕНИИ ВОЗДУХОМ

В струе водяного пара, начиная с некоторой скорости истечения, обнаруживаются положительные электрические заряды и пространство вокруг струи приобретает объемный положительный заряд. Изолированные от земли металлические предметы, помещенные в паровую струю или в пространство возле нее, заряжаются до некоторого потенциала, иногда до нескольких десятков тысяч вольт. Это явление можно наблюдать как на специально поставленных опытах при истечении пара через сопло, так и в практических условиях, внося, например, изолированные от земли металлические предметы в струю пара, образовавшуюся при расстройстве фланцевого соединения паропровода. При прохождении пара через проточную часть паровой турбины также наблюдается явление электризации, в результате которой ротор и вал турбины, изолированные при вращении от заземленных частей агрегата масляной пленкой, приобретают электрический потенциал от нескольких десятков до сотен вольт в зависимости от электрической прочности масляной пленки.

Если в струю пара поместить электрод, соединенный с одной обкладкой конденсатора $0,5 \mu\text{F}$, а другую обкладку заземлить, то конденсатор в течение 15 мин заряжается до 20 000 в. Сам по себе факт электризации металлических предметов в паровой струе известен так же, как известна электризация изолирующих жидкостей при истечении из сопла, сопровождающаяся зарядом сопла, что учитывается в практике (заземление металлических наконечников изолирующих шлангов при сливе горючих жидкостей из цистерн).

Выполненный мною эксперимент показывает, что при конденсации пара происходит электризация капелек воды и что конденсация является одной из причин появления электрических зарядов в паре.

На рисунке показана применявшаяся мною установка. В донышке бакелитового цилиндра 2 проделано восемь отверстий для резиновых трубок 4, через которые подается воздух. Концы резиновых трубок можно поместить либо в зону горячего воздуха (камера 3), либо в окружающий холодный воздух. В зависимости от количества резиновых трубок, помещенных в зоны холодного и горячего воздуха, можно менять температуру воздуха, подводимого к струе пара от 20 до 130°C. Пар подавался по паропроводу через сопло 1, давление пара измерялось манометром 6.

Начальные параметры пара и воздуха в опыте были следующие: 1) давление пара перед соплом 3 ати; 2) температура пара 150°C; 3) температура холодного воздуха 20°C; 4) температура горячего воздуха 130°C.

Степень электризации пара наблюдалась по электростатическому вольтметру 5 с вертикальной антенной 0,5 м, расположенной на расстоянии 1 м от оси цилиндра.

Если при подаче пара концы всех резиновых трубок поместить в зону холодного воздуха 20°C , то стрелка вольтметра покажет 3 000 в; если концы всех резиновых трубок поместить в зону горячего воздуха 130°C , то вольтметр покажет 200 в; если заткнуть все трубы пробками, т. е. прекратить подвод воздуха к струе пара, то стрелка вольтметра останется на нуле.

Проводились также опыты по электризации пара, когда электризующая струя создавалась не паром, а холодным воздухом, пар же подавался в камеру без давления. Как и в предыдущем опыте, в паровоздушной струе были обнаружены положительные заряды, величина которых зависит от скорости воздуха и от его температуры.

Из опытов следует, что для получения заметной электризации струи пара необходим свободный доступ к 1. й воздуха. Установлена сильная зависимость степени электризации пара от температуры подводимого к нему воздуха. При увеличении температуры воздуха в 6,5 раза

потенциал в области расположения антенны вольтметра уменьшается в 15 раз.

Анализ результатов произведенных опытов приводит к заключению, что электризации пара способствует резкое его охлаждение.

Одним из выводов является то, что во взрывоопасных помещениях, на газорегулирующих и газораспределительных станциях, на электрических станциях, работающих на газе, в местах прокладки газопроводов, на электростанциях, работающих на угольной пыли, при образовании взрывоопасных концентраций из-за расстройства фланцевых соединений или образования свищ на паропроводах в некоторых случаях может возникнуть значительная опасность, так как внесение в струю пара металлических предметов приводит к искрообразованию, что может привести к взрыву.

Инж. В. К. Шибанов
УРУССУЭНЕРГО Татарской АССР



По страницам технических журналов

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРОБОЯ ИЗОЛЯЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КАБЕЛЕЙ

В реферируемой статье приведены основные итоги 8-летних исследований итальянской фирмы Пирелли, касающихся влияния ряда факторов на электрическую прочность изоляции кабелей. Большая часть исследований была произведена на круглых плоских моделях изоляции и ограниченное число опытов было выполнено на цилиндрической модели и производственных образцах кабелей.

Толщина диэлектрика плоской модели при всех опытах была около 1 мм. Применялась исключительно кабельная бумага, изготовленная из древесной массы. Для устранения влияния краев электродов они закруглялись; диаметр листа бумаги (35 см) намного превосходил диаметр электродов (7 см); на краях электродов слой бумаги разделялся на две равные части, которые прижимались к краям тонкими кольцевыми бумажными дистанционными дисками с постепенно увеличивающимся диаметром внутреннего отверстия кольца.

Цилиндрическая модель изготавливается со спиральной намоткой изоляции подобно тому, как это делается в реальном кабеле. Все модели тщательно сушились и пропитывались под глубоким вакуумом дегазированным маслом с практическим исключением газовых включений. Таким образом, проведенные опыты характеризуют поведение полностью пропитанной бумажной изоляции кабелей. Во всех случаях, описанных ниже, если нет специальных указаний, результаты опытов относятся к нормальной кабельной бумаге плотностью $0.75 \text{ г}/\text{см}^3$, воздухонепроницаемостью $2 \cdot 10^{11}$ абсолютных единиц, пропитанной легким минеральным маслом. При исследованиях на моделях определялись: 1) электрический градиент начала ионизации при подъеме напряжения 50 в/с 10 ступенями по 2 кв/мм с выдержкой 10 мин на каждой ступени: началом ионизации считалось появление высокочастотных импульсов на экране электронного осциллографа; 2) импульсное пробивное напряжение при повышении амплитуды волны стандартной формы ступенями по 5 кв/мм при пяти ударах на каждой ступени с интервалом 15 сек. Контрольные опыты показали, что влияние полярности отсутствует; поэтому исследования велись только при отрицательной полярности. Результаты опытов приводятся в виде среднего арифметического не менее чем из 10 опытов и пределов разброса, выраженных шестикратным средним квадратичным отклонением.

Опыты на плоских моделях, изготовленных из сплошных листов бумаги. В этой серии опытов исследовались факторы, не зависящие от

наличия масляных каналов, поэтому листы бумаги были сплошными. При исследовании влияния воздухонепроницаемости были взяты бумаги приблизительно одинаковой толщины (0,08 мм) и плотности ($0.75 \text{ г}/\text{см}^3$), но разной воздухонепроницаемости, которая менялась от $2 \cdot 10^{10}$ до $10 \cdot 10^{11}$ единиц. В этих пределах градиент начала ионизации увеличился с 50 до 60 кв/мм, а импульсная прочность — со 105 до 132 кв/мм. При уменьшении воздухонепроницаемости ниже указанного значения почти до нуля градиент ионизации, ни импульсная прочность практически не изменились. Влияние плотности бумаги при неизменной воздухонепроницаемости исследовать трудно, так как некоторые значения воздухонепроницаемости могут быть получены только при определенных значениях плотности. В пределах изменения плотности от 0,70 до $0.85 \text{ г}/\text{см}^3$ она практически не влияет ни на градиент начала ионизации, ни на импульсную прочность.

Увеличение толщины листа с 0,08 до 0,2 мм вызвало уменьшение градиента начала ионизации с 60 до 49 кв/мм, а увеличение толщины листа от 0,08 до 0,13 мм — уменьшение импульсной прочности со 132 до 120 кв/мм. Автор считает несостоятельной часто высказываемую причину увеличения прочности с уменьшением толщины листа, заключающуюся в уменьшении вероятности совпадения слабых мест из-за возрастания числа листов на единицу толщины. Вероятнее всего играет роль общее упрочнение бумаги, обусловленное особенностями технологий обработки тонких бумаг.

Влияние вязкости пропитывающего масла оказалось следующим: при изменении масла от легкого минерального до тяжелого с примесью 30% канифоли градиент начала ионизации падал с 60 до 47 кв/мм, а импульсная прочность возросла со 132 до 161 кв/мм.

Влияние гладкости поверхности электродов проверялось путем нанесения на них концентрических рифлей с радиусом кривизны 0,5 и 1 мм. При этом напряжение начала ионизации упало по сравнению с гладкими электродами соответственно с 60 до 48 и 34 кв/мм, а импульсная прочность в тех же условиях изменилась со 132 до 105 и 120 кв/мм. Расчетный градиент внутри диэлектрика при мелком рифлении больше, чем при крупном, а прочность оказалась ниже при большем радиусе рифлений. Наоборот, прочность меньших масляных каналов у электрода выше, чем у больших каналов. На этом основании автор делает вывод, что при рифленых электродах прочность устройства в целом определяется процессами в слое масла, прилегающим к электроду.

Увеличение давления масла до 14 ат увеличило градиент начала ионизации для гладких электродов примерно на 50%, а для рифленых на 80% для диэлектрика, пропи-

танного легким маслом или тяжелым с примесью 30% канифоли. Импульсная прочность с увеличением давления возрастает в значительно меньшей степени — всего на 8%.

Опыты на плоских конденсаторах проводились с частично перфорированными листами бумаги, имитирующими наличие стыков между лентами кабеля. При этом совершенно различным оказалось влияние масляного канала, прилегающего к электроду и окруженного диэлектриком. Одиночный канал в середине диэлектрика при увеличении его длины от 0,08 до 0,4 мм вызвал уменьшение градиента начала ионизации с 52 до 42 кв/мм, а импульсной прочности со 130 до 85 кв/мм. Расчет градиента напряжения в масляной полости показал, что подобное поведение диэлектрика вызывается снижением прочности канала при 50 Гц на 50%, а при импульсных напряжениях на 80%. При одиночном масляном канале, прилегающем к одному из электродов (во всем диапазоне указанных выше толщин), прочность диэлектрика оказалась ниже, чем при канале внутри диэлектрика, на 5, 10, 20% для каналов 0,08 и 0,4 мм.

В кабелях жилы часто экранируются полупроводящей бумагой. Проверка ее влияния исследовалась на плоском макете при канале толщиной 0,16 мм, прилегающем к электроду. Экранировка канала от электрода такой бумагой заметно повысила градиент начала ионизации при 50 Гц, но не оказала влияния на импульсную прочность. Таким образом, действие бумаги зависит от длительности процесса. Покрытие полупроводящей бумаги со стороны масляного канала тонким слоем этилцеллюлозного компаунда свело на нет ее благоприятное действие. Из этого авторы делают выводы, что важна не проводимость бумаги, а ее поверхностные свойства.

Влияние толщины листа как фактора, определяющего толщину масляного канала между стыками. Для исследования целые листы бумаги чередовались с перфорированными, причем отверстия перфорации располагались по одной линии; у электродов находились только целые листы. Увеличение толщины листа с 0,08 до 0,13 мм вызвало уменьшение градиента начала ионизации с 50 до 42 кв/мм, а импульсной прочности с 90 до 81,5 кв/мм. На подобном же макете с толщиной листа 0,08 мм исследовалось влияние давления. При увеличении давления до 14 ат градиент начала ионизации возрос с 50 до 73 кв/мм, т. е. на 50%, а импульсная прочность увеличилась с 90 до 118 кв/мм (на 31%). Это возрастание оказалось большим, чем при отсутствии масляных промежутков.

Влияние вязкости масла на градиент начала ионизации при 50 Гц при наличии чередующихся с бумагой масляных каналов оказалось незначительным. Наоборот, импульсная прочность оказалась резко зависящей от вязкости масла и составила при пропитке легким минеральным маслом 90 кв/мм, а тяжелым маслом с примесью 30% канифоли или 32% изобутилена — 138 кв/мм. В горячем состоянии, когда вязкость резко падает, были получены почти такие же значения прочности, как и для легкого масла. Более того, нагрев макета, пропитанного легким маслом, не изменил прочности при температурах до 85° С. Отсюда автор делает вывод, что изменение вязкости в известных пределах (ниже 10²...10³ стокс) не оказывает влияния на прочность пропитанного диэлектрика, а увеличение ее сверх этой величины повышает импульсную прочность.

Для макета с чередующимися полостями и каналами исследовалось влияние числа бумажных листов между соседними полостями — 1 лист и 2 листа. Испытывались бумаги трех толщин — 0,03; 0,08 и 0,13 мм. Преимущество двух листов оказалось более заметным для тонких бумаг. При этом для указанных трех бумаг получалось увеличение градиента начала ионизации на 10, 3 и 0% и импульсной прочности на 15, 7 и 6%.

Сравнение прочности плоского и цилиндрического макетов проведено только для одного случая — намотки с чередованием полостей и двух листов бумаги на модели с внутренним гладким электродом. При этом как для начала ионизации при 50 Гц, так и для импульсной прочности максимальный градиент на поверхности внутреннего электрода оказался равным среднему градиенту плоского макета с аналогичным устройством изоляции. Такие же результаты были получены на образцах кабелей.

Напряжение начала ионизации некоторых кабелей оказывалось выше предела 150 кв, при котором удавалось избежнуть помех от внешней короны на аппаратуре, примененной авторами. Поэтому опыты на кабелях при напряжении 50 Гц производились при медленном подъеме напряжения ступенями по 2 кв/мм с выдержкой 4 ч на ступени. Полученный максимальный пробивной градиент при 50 Гц (на жиле) оказался очень близким к ранее найденному градиенту начала ионизации для плоского конденсатора. Это означает, что ионизация, раз начавшись, быстро приводит к пробою. При импульсном напряжении определяющим явился также максимальный градиент на жиле. В дискуссии высказывалось сомнение в правильности этого положения, так как в Америке обычно считают, что определяющим является средний, но не максимальный градиент. Авторы указали, что в исследованном ими диэлектрике со сплошной пропиткой, без газовых включений, пробой определялся максимальным градиентом ввиду того, что начавшиеся ионизация и частичные пробои очень быстро распространяются в глубь диэлектрика, что приводит к пробою.

(Gazzana Priatoggia, P. Palandri. G. Power Apparatus and Systems, стр. 1343, № 22, 1956)

Кандидат техн. наук,
доц. Е. В. Калинин

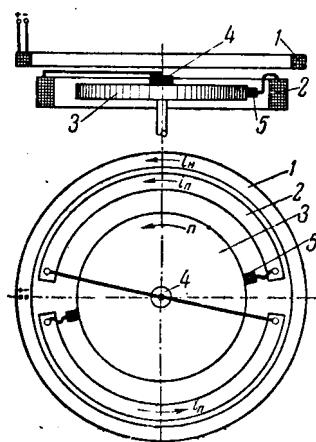
НОВЫЕ УНИПОЛЯРНЫЕ МАШИНЫ

В последние годы за рубежом создан ряд новых конструкций униполярных электрических машин, находящих все более широкое применение в различных промышленных и научных установках. Униполярные машины сочетают в себе наиболее эффективный способ накапливания кинетической энергии (в маховике) с простейшим ее преобразованием в электрическую (непосредственное преобразование). Поэтому с наибольшим успехом униполярные машины используются там, где требуется питание короткими и сравнительно редкими импульсами тока очень большой величины при относительно невысоком напряжении. Таковы, например, сварочные установки, а также разного рода ускорители заряженных частиц.

Оригинальный униполярный генератор [Л. 1], использованный для питания бетатрона, имеет диск, свободно вращающийся в магнитном поле, параллельном оси диска (рис. 1). Диск выполнен из сплава меди (98%) с бериллием, и его прочность примерно соответствует прочности инструментальной стали. Благодаря этому скорость вращения диска в 30 000 об/мин является вполне допустимой, нормально же генератор работает при 19 000 об/мин. Диск приводится во вращение сжатым воздухом, для чего в нем имеются выемки или отверстия, играющие роль лопастей турбины. Магнитное поле возбуждается двумя обмотками, действующими согласно: независимой 1 и последовательной 2. Магнитная цепь генератора не содержит стали.

Рис. 1. Принцип устройства униполярного генератора, используемого для питания бетатрона.

1 — обмотка независимого возбуждения; 2 — обмотка последовательного возбуждения; 3 — ротор генератора; 4 — центральный токосъем; 5 — токосъем с периферии ротора. i_n — ток в обмотке независимого возбуждения; i_n — ток в обмотке последовательного возбуждения.



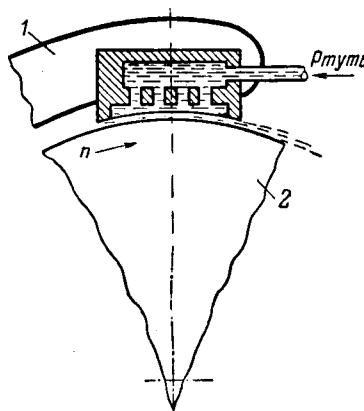


Рис. 2. Принцип осуществления ртутного токосъема с периферии ротора.

1 — обмотка последовательного возбуждения; 2 — ротор генератора.

дения, на которую замкнут ротор и которая является одновременно обмоткой бетатрона, и токоснимающего аппарата, осуществляющего скользящий контакт неподвижной обмотки с вращающимся ротором. Сопротивление ротора и последовательной обмотки может быть обычными путями снижено до необходимой величины. Уменьшение же переходного сопротивления скользящего контакта представляет собой сложную проблему. Обычные меднографитные щетки непригодны как из-за большого переходного падения напряжения, так и из-за малой допустимой плотности тока. В связи с этим была разработана конструкция токоснимающего аппарата, использующего струю ртути (рис. 2). Для ртутной «щетки» диаметром 3,17 см было получено общее сопротивление 20 мком при окружной скорости 150 м/сек и плотности тока 4000 а/см².

Другая униполярная машина [Л. 2], создаваемая в Австралии, предназначена для питания сооружаемого там безжелезного синхрофазотрона. Этот генератор — гигант в сравнении с только что описанным. Его ротор состоит из четырех дисков диаметром 3,5 м, толщиной около 27 см и весом каждый 20 т. Диски врачаются попарно в разные стороны со скоростью до 900 об/мин; благодаря этому результирующий момент, действующий на статор машины, оказывается равным нулю.

Электрически все диски изолированы от вала и соединены последовательно, что позволяет при средней по площади диска индукции 18 000 Гц получить общее напряжение генератора около 800 в. Суммарная кинетическая энергия, накапливаемая всеми четырьмя дисками, составляет $2,3 \cdot 10^8$ дж, а при замыкании ротора на обмотку синхрофазотрона максимальный ток в импульсе достигает $1,7 \cdot 10^6$ а.

Токосъем осуществляется с использованием кольцевых струй жидкого металла по периферии ротора и по кольцу диаметром около 1 м. Из-за высокого удельного сопротивления ртути, высокой ее цены и ее токсичности для токосъема предполагалось использовать жидкий натрий. Всю систему при этом необходимо было заполнить сухим газообразным азотом и поддерживать в ней температуру около 100°. В последнее время решено применить сплав калия с натрием, который при определенном соотношении калия и натрия остается жидким и при низких температурах (до $-12,6^\circ$).

Предполагается, что изготовление этого униполярного генератора и всего синхрофазотрона будет закончено через 3 года.

Литература

1. R. I. Strough, E. F. Shrader. Rev. of scient. instr. t. 22, стр. 578, 1951.
2. M. L. Oliphant. Proc. of the Royal Society, t. 234, серия A, стр. 441, 1956.
3. M. Greenhill. Лондон, 1954.

Кандидат техн. наук Л. Н. Беляев

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

НОВЫЙ УНИПОЛЯРНЫЙ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ

Попытки создать униполярный электродвигатель делались неоднократно. В частности, над этим вопросом работали P. Böning и G. W. O. Howe. Позднее был предложен новый униполярный двигатель, схематический чертеж которого приведен на рис. 1.

Сердечник двигателя состоит из двух частей, изготовленных из железа Армко (0,015% С, 0,003% Si, прочие примеси 0,07%, остальное Fe) и отжигаемых до сбоя.

Ротор из отожженной стали имеет форму диска толщиной 0,31 см и насыщен на ось, вращающуюся на двух подшипниках, вмонтированных в сердечник. Воздушный зазор между ротором и сердечником составляет 0,0254 см.

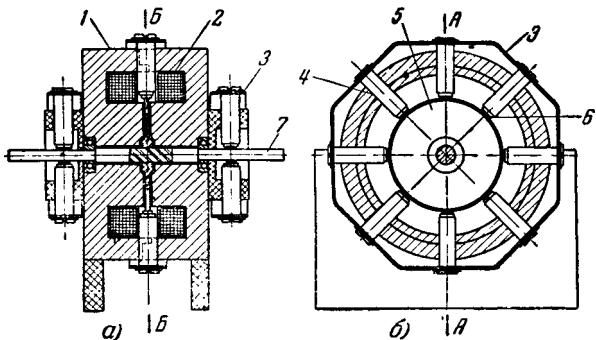


Рис. 1. Схематический чертеж униполярного двигателя.

а — разрез А-А; б — разрез Б-Б.
1 — сердечник из железа Армко; 2 — обмотка возбуждения; 3 — медная полоса; 4 — щеткодержатель; 5 — ротор (стальной диск); 6 — щетка; 7 — вал ротора.

Ток подводится к ротору по окружности при помощи восьми меднографитовых щеток (86% Cu), которые имеют очень малый коэффициент трения, предельно малое падение напряжения в контакте и очень низкое сопротивление. Для создания давления щеток 154 г/см² применяются пружинки из бериллиевой бронзы. Как видно из рис. 1,а все восемь щеток на входе соединены медной полосой. Съем тока осуществляется при помощи восьми других щеток на оси ротора.

Магнитное поле создается двумя обмотками, вмонтированными в сердечник и имеющими 916 витков. Сопротивление обмоток 8,6 ом при 20°. Полный вес машины составляет около 34 кг.

Схема экспериментальной установки для испытания двигателя приведена на рис. 2. На цепь статора подается напряжение 110 в от источника постоянного тока. При сопротивлении $r = 8,6$ ом и напряжении $U = 51$ в цепи $I_f = 6$ а. К ротору подводится напряжение постоянного тока 18 в. Униполярный двигатель был соединен с электрическим динамометром для того, чтобы измерить момент вращения на выходе. Для измерения скорости вращения ротора на его ось был насыжен алюминиевый диск с двумя небольшими магнитами. На корпусе двигателя была закреплена пробная катушка. При вращении магнитов в ней индуктировалась э. д. с., которая подавалась на горизонтальный вход осциллографа. На его вертикальный вход подавался сигнал напряжения от генератора колебаний, настроенного на определенную частоту. Таким образом определялась скорость вращения оси двигателя.

Ж. Н. Ки, А. Камал. J. Franklin, т. 258, стр. 7, № 1, 1954.

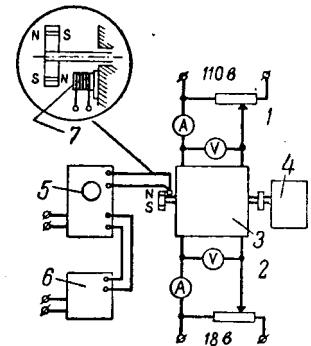


Рис. 2. Схема установки для испытания двигателя.

1 — цепь возбуждения; 2 — цепь ротора; 3 — двигатель; 4 — электродинамометр; 5 — осциллограф; 6 — генератор колебаний; 7 — пробная катушка.

Инж. Г. А. Коронатов

Хроника

В ТЕХНИЧЕСКОМ УПРАВЛЕНИИ МЭС СССР

О заземлении опор воздушных линий электропередачи. В подготовленных к изданию Правилах устройства электроустановок предусмотрено, что на воздушных линиях электропередачи напряжением выше 1 000 в должны быть заземлены:

а) железобетонные и металлические опоры: 1) линий напряжением 35 кв в сетях с малыми токами замыкания на землю и 2) линий напряжением 3..20 кв только в населенных местностях;

б) железобетонные, металлические и деревянные опоры всех типов линий всех напряжений, на которых установлены устройства грозозащиты или подвешен трос.

Сопротивления заземляющих устройств опор при токах промышленной частоты и отсоединенных тросах должны быть в летнее время не более следующих величин:

Удельное сопротивление земли, ом·см	Сопротивление заземляющего устройства, ом
До 10 ⁴	До 10
Более 10 ⁴ до 5·10 ⁴	До 15
Более 5·10 ⁴ до 10·10 ⁴	До 20
Более 10·10 ⁴	До 30

На линиях напряжением 3 кв и выше, у которых железобетонные опоры и металлические опоры с бетонными фундаментами специально не заземляются, бетон должен быть зашунтирован путем использования арматуры или прокладки специального заземлителя.

При напряжении до 1 000 в в сетях с заземленной нейтралью металлические опоры и арматура железобетонных опор должны быть соединены с нулевым заземленным проводом. При изолированной нейтрали сопротивление заземляющих устройств указанных опор должно быть не более 50 ом.

ЧИТАТЕЛЬСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ в г. ЛЬВОВЕ

В конце ноября 1956 г. Львовским управлением Научно-технического общества энергетической промышленности совместно с Львовским политехническим институтом и редакцией журнала «Электричество» была проведена конференция читателей журнала. В конференции приняли участие научные работники Политехнического института, Госуниверситета им. Франко, Сельскохозяйственного института, Полиграфического института и инженерно-технические работники Львовэнерго, ЮжОРГРЭС, Теплоэлектропроекта, Гидроэнергопроекта и др.

С докладом о работе и ближайших задачах журнала выступил главный редактор журнала, доктор техн. наук, проф. Н. Г. Дроздов.

В обсуждении приняли участие читатели журнала: заслуженный деятель науки и техники УзССР доктор техн. наук, проф. Т. П. Губенко, заслуженный деятель науки и техники УССР, доктор техн. наук, проф. К. Б. Карапеев, проф. Г. З. Сокольницкий, председатель Львовского управления НТОЭП А. Е. Кучерук, инж. А. М. Ракович, инж. Ю. П. Кельник, кандидат техн. наук В. П. Сигорский, доц. Л. В. Карнишин, кандидат техн. наук, доц. Н. А. Николаев, кандидат техн. наук, доц. С. И. Кирпатовский, кандидат техн. наук, доц. В. И. Лукин.

В выступлениях наметились две точки зрения по вопросу о направлении журнала «Электричество». Одни читатели настаивали на преимущественном печатании практических статей, доступных для чтения без особой теоретической и математической подготовки; другие читатели, наоборот, требовали сохранения высокого научно-теоретического уровня статей.

Отмечалось также, что без особой нужды много внимания уделяется в журнале «Электричество» описанию схем и конструкций электростанций, электрических машин и аппаратов, в то время как для этой тематики существуют журналы «Электрические станции» и «Вестник электропромышленности».

Конференция приняла следующие пожелания по журналу:

1. Сохранить высокий научно-теоретический уровень статей, сопровождая, однако, теоретическое изложение достаточно развернутым указанием на практическое значение рассмотренных вопросов.

2. Считать назревшим разрешение вопроса об увеличении периодичности журнала «Электричество» с выпуском 24 номеров в год и соответственным увеличением объема.

3. Полнее освещать теоретические вопросы электрических измерений, вопросы несинхронного АПВ, радиорелейных линий, автоматизации электростанций и подстанций, единой высоковольтной сети, восстановления синхронизма после короткого замыкания, а также вопросы новой техники.

4. Помещать больше обзорных статей, освещающих ежегодно состояние основных энергетических и электротехнических разделов у нас и за рубежом, как это было сделано в журнале, например, в 1955 г. Возможно, имеет смысл выпускать для этого специальный номер журнала.

5. Восстановить аннотации к статьям.

6. Практиковать тематические номера с широким дискуссионным обсуждением в них определенных актуальных проблем.

7. Сделать журнал «Электричество», как это было в прошлом, также органом Научно-технического общества энергетиков.

8. Шире привлекать авторов и рецензентов, работающих на периферии.

9. Восстановить издание приложения к журналу «Календарь-справочник «Электричество».

СОВЕЩАНИЕ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

5 февраля 1957 г. в конференц-зале Отделения технических наук АН СССР Комитетом технической терминологии Академии наук было проведено расширенное заседание, на котором под председательством академика М. П. Костенко и доктора техн. наук Е. В. Нитусова были рассмотрены итоги работ, проведенных Комитетом с участием научных учреждений, вузов и других организаций по составлению Сборника рекомендуемых терминов и их определений в области теоретической электротехники.

С обширным докладом выступил руководитель и редактор представленного Комитетом проекта Сборника член-корр. АН СССР, проф. Л. Р. Нейман, отметивший ниже следующее.

Сборник был составлен на основе многолетней работы нескольких научных комиссий под руководством К. А. Круга, В. А. Толвинского, П. Л. Калантарова, при участии В. Ф. Миткевича, М. А. Шателена и др. и на основе широкого обсуждения проектов, опубликованных в журнале «Электричество» (№ 2, 9 и 11, 1949; № 10, 1950; № 1, 9, 10, 11, 12, 1953 и № 2, 1954); в обсуждении участвовали представители многих научных учреждений, учебных заведений и предприятий республик и городов СССР. Наряду с электротехниками участвовали руководители кафедр теоретической физики университетов и кафедр физики вузов. Обширный материал был систематизирован Комитетом, поручившим затем кафедре теоретических основ ЛПИ им. Калинина, руководимой Л. Р. Нейманом, изучение этого материала и составление на его основе Сборника. При этом была использована также сводная работа, выполненная по поручению Комитета технической терминологии АН СССР В. М. Лавровым, а также изданная ХПИ работа А. П. Сукачева.

При окончательном построении Сборника терминологии выяснилась необходимость различного подхода к определениям физических величин и к определениям физических явлений в связи с тем, что определения физических величин наряду с качественной характеристикой должны содержать обязательно количественное определение, а определения физических явлений не могут содержать количественных определений.

При подготовке Сборника соблюдались следующие требования к количественной части определений физических величин: в формулировках не должно быть пороч-

ного круга, т. е. каждая последующая величина должна определяться только через предыдущие; определение должно давать точный смысл определяемой величины; в определении должны содержаться все необходимые и вместе с тем только достаточные элементы; определение всех величин должны быть строго согласованы друг с другом по форме.

Электромагнитные явления и характеризующие их физические величины не могут быть сведены к механическим явлениям и величинам, так как в механике совершенно не рассматриваются специфические стороны электромагнитных явлений. Ввиду этого при построении системы величин, характеризующих электромагнитные явления, должна быть принята одна из электромагнитных величин в качестве основной, не определяемой через другие электромагнитные величины; в качестве таковой принят электрический заряд.

Такие важнейшие понятия, как «электромагнитное поле» и «электрический заряд», определены в Сборнике с учетом принципиальной взаимосвязи между ними. Полное определение электромагнитного поля дано с использованием понятия об электрическом заряде, так как важнейшим отличительным признаком электромагнитного поля является его способность оказывать механическое воздействие на частицы и тела, обладающие электрическими зарядами. В то же время полное определение электрического заряда невозможно без использования понятия об электромагнитном поле, ибо частицы и тела, обладающие электрическим зарядом, связаны с электромагнитным полем.

Изложенные принципиальные соображения, принятые на основе изучения дискуссии, получили отражение как в определениях отдельных терминов, так и в структуре Сборника.

После доклада был высказан ряд соображений.

Доктор техн. наук, проф. В. Ю. Ломоносов считает, что большая работа, выполненная под руководством Л. Р. Неймана, позволяет принять и опубликовать Сборник после незначительных поправок и дополнений, как документ, завершающий первый этап разработки терминологии теоретической электротехники. Для улучшения в будущем определений отдельных понятий нет границ, и работа над терминологией будет продолжаться постоянно. В качестве примера терминов, определения которых нуждаются в улучшении, он назвал: «электродвигущая сила», «четырехполюсник», «резонанс в электрической цепи» и др.

Кандидат техн. наук, доц. В. М. Лавров отметил положительные стороны Сборника: материалистическое определение электромагнитного поля; отчетливое представление об единстве электромагнитного поля, сторонами которого являются электрическое поле и магнитное поле; правильное определение понятий потенциала, э. д. с., напряжения. Ряд терминов, однако, требует обязательной доработки, это относится и к таким основным понятиям, как «электромагнитное поле», «электрический заряд», «электричество». Недопустима двойная терминология, например — два различных термина при определении тока как явления и как количественной величины. Поправки и дополнения должны быть внесены в разделе многофазных токов и систем. Начало формулировки термина «электромагнитное поле» («Материя особого вида...») неудачно, так как наводит на мысль, будто существуют материи разных видов, в то время как материя — едина, а здесь правильнее сказать, что электромагнитное поле — это «Форма материи, отличающаяся...» и т. д.

Доктор техн. наук, проф. Э. А. Миронович признал, что Сборник бесспорно является улучшенным вариантом в сравнении с предыдущими проектами, но желательно дополнительное его редактирование. Отдельные недостатки Сборника вызваны тем, что в нем не полностью учтено то обстоятельство, что теоретическая электротехника является инженерной дисциплиной, понятия которой используются в достаточно установившейся области технических применений. Терминология теоретической электротехники включает в себя некоторое число терминов, более подробное определение которых может быть дано только в общей системе терминов теоретической физики; их не следует предвосхищать в рассматриваемом Сборнике. Следствием этого явились редакционные неувязки, например, об «электрическом заряде», определяемом в

одном месте Сборника как свойство материи, говорится, что на него действует сила, т. е. сила действует на ...свойство. В определении термина «электромагнитное поле» противопоставляются понятия непрерывности и дискретности; дуальность свойств имеет, однако, более общее значение, чем только применительно к определению электромагнитного поля, в связи с чем не следовало бы вводить подобных понятий в терминологию теоретической электротехники. Из определения «трехфазной системы э. д. с.» следует, что любая произвольной конфигурации схема, если только в ней действуют три несовпадающие по фазе э. д. с. одинаковой частоты, является трехфазной цепью.

Доктор техн. наук, проф. М. А. Перекалин внес поправки по ряду терминов. В определении электромагнитного поля, с одной стороны, говорится, что поле распространяется со скоростью, близкой к $3 \cdot 10^8$ м/сек относительно любого тела, а с другой стороны, указывается, что силовое воздействие поля на заряженные частицы зависит от их скорости; так как речь идет, по-видимому, о скорости по отношению к полю, то здесь имеется противоречие. «Удельная электрическая проводимость» и «удельное электрическое сопротивление» качественно определены в Сборнике как величины, характеризующие свойство проводящего вещества преобразовывать электромагнитную энергию в тепловую, одна — при наличии электрического поля, а другая — при наличии электрического тока. Может показаться, что речь идет о двух независимых свойствах проводящих веществ, что, конечно, не соответствует действительности. С другой стороны, количественное определение этих величин имеет в виду не преобразование электромагнитной энергии в тепло, а зависимость между плотностью тока и напряженностью электрического поля. Правильнее было бы и в качественном определении проводимости сказать, что она характеризует проводящие свойства вещества, а об удельном сопротивлении сказать только, что это — величина, обратная удельной проводимости. Качественное определение электрического сопротивления при постоянном токе построено на иной базе, чем количественное. Определение термина «реактивная мощность» следовало бы дать не только для синусоидального тока. Каждая мощность названа в Сборнике в отличие от действующего ГОСТ полной.

Доктор техн. наук, проф. К. М. Поливанов полагает, что до опубликования Сборника многие определения должны быть пересмотрены. Вызывает сомнение наличие в Сборнике определений, по которым компетентным может быть суждение физиков-теоретиков, а не электротехников (например, скорость распространения электромагнитного поля близка к $3 \cdot 10^8$ м/сек «в отсутствие сильных гравитационных полей» — нужна ли и справедлива ли такая оговорка?!). Некоторые определения ошибочны или допускают неверное толкование из-за неточности выражений. Так, стороннее электрическое поле определяется как электрическое поле, возбуждаемое процессами, сторонними электромагнитным; выходит, что поле, например, между внешними зажимами аккумулятора — это стороннее поле. Утверждается, что расстояние между зарядами диполя настолько мало, что внешнее поле в пределах диполя постоянно; при этом, очевидно, диполь не мог бы втягиваться в область большей напряженности в согласии с выражением (P grad) E . Все физики, большое число электротехников и, по-видимому, подавляющее большинство лиц, изучающих диэлектрические и магнитные свойства электротехнических материалов, говоря о проницаемостях, имеют в виду одно и то же, а именно отвлеченные числа ϵ или μ (эти числа в простейших случаях характеризуют отношение суммарного заряда или тока к свободному); для этого круга лиц неприемлемо определение этих величин как относительных и введение наряду с относительными проницаемостями еще и других проницаемостей $\epsilon\epsilon_0$ и $\mu\mu_0$, где ϵ_0 и μ_0 назывались бы проницаемостями вакуума или пустоты (в Сборнике они более удачно названы просто «постоянными»). Неприемлемо определение такого важнейшего понятия, как «электрическая цепь»: «совокупность устройств, образующих путь для электрического тока». Под это определение подпадают и совершенно не цепные устройства, например сплошной ротор а инхронной машины, тормозной диск счетчика и т. п.

Вместе с тем обычно электрическую цепь определяют как электротехническое устройство, электромагнитные процессы в котором могут быть описаны посредством интегральных параметров (таких, как ток, сопротивление, напряжение, а не плотность тока, напряженность и т. п.), или как устройство, в котором могут быть выделены узлы и ветви.

Доктор техн. наук, проф. Б. М. Тареев считает, что после небольшой редакционной доработки Сборник следует опубликовать. Комиссия, составляющая терминологию по диэлектрикам, готова принять данный Сборник терминологии теоретической электротехники для развития системы терминов по диэлектрикам. С этой целью необходимо лишь уточнить термины: «электрическая проницаемость», «диэлектрик», «проводник», «диэлектрическая проницаемость» и ввести термин «электропроводность».

После выступлений И. В. Антика (Госэнергоиздат), И. А. Зайцева (ЛПИ им. Калинина), Д. Д. Рейна (Редакция журнала «Электричество»), Г. И. Атабекова (МАИ), Е. В. Нитусова (МЭИ им. Молотова) и Я. А. Климовицкого (Комитет технической терминологии АН СССР) с заключительным словом выступил член-корр. АН СССР Л. Р. Нейман, который отметил, что большая коллективная работа по созданию терминологии дала ценные результаты и опубликование Сборника поможет унификации определений и единообразному применению основных понятий в области теоретической электротехники; разработанная терминология будет содействовать лучшему общению и взаимопониманию научных и инженерных работников как внутри страны, так и за ее пределами. Сборник

ник терминологии отражает мнение не одного лица и не группы лиц какой-либо одной научной школы. Кафедра ТОЭ ЛПИ тщательно изучила все поступившие в Комитет и в редакцию журнала «Электричество» замечания по терминологии, сопоставила их между собой и вывела формулировки, отвечающие требованиям наибольшей возможной точности и наиболее правильного и полного отражения существа определяемых понятий и вместе с тем являющиеся выражением направления мысли наибольшего количества лиц. В необходимых случаях сравнивалась также соответствующая научная литература и определения, принятые во втором издании Международного электротехнического словаря (1954 г.). Все это позволяет считать, что Сборник с учетом сделанных замечаний может быть издан, его давно ждут для упорядочения терминологии в области теоретической электротехники.

Выполненная под руководством Л. Р. Неймана работа по подготовке Сборника была совещанием одобрена.

В дальнейшем текст Сборника вместе с внесенными на Совещании замечаниями был рассмотрен специальной рабочей группой Комитета в составе основных участников Совещания под председательством Л. Р. Неймана. В итоге работы этой группы текст Сборника был окончательно согласован и в ближайшее время Сборник рекомендуемых терминов и определений в области теоретической электротехники будет издан.

Д. Р.



ПЛЕНАРНАЯ СЕССИЯ МЕЖДУНАРОДНОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ КОМИССИИ В МОСКВЕ

Комитет по участию СССР в Международных энергетических объединениях проводит с 2 по 12 июля 1957 г. в Москве Пленарную сессию Международной электротехнической комиссии, на которую ожидается приезд нескольких сот специалистов-электротехников из 32 стран — членов Международной электротехнической комиссии. Работа сессии будет проходить в помещении Московского государственного университета.

Во время сессии в Москве будут заседать 15 технических комитетов и подкомитетов, в том числе: по врачающимся электрическим машинам; оборудованию электротяги; коммутационной аппаратуре высокого и низкого напряжения; электрическим кабелям; полупроводниковым выпрямителям; осветительным лампам и их арматуре; батареям и сухим элементам; изолированным бушингам.

Кроме технических комитетов в Москве будет проведено заседание руководящего органа Международной электротехнической комиссии — Комитета действия, на котором будут рассмотрены различные административные и организационные вопросы.

Для делегатов сессии и сопровождающих их лиц предусмотрена обширная программа технических экскурсий и общественных мероприятий.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Н. А. Андрианов, Н. И. Борисенко, Г. В. Бутневич, А. А. Глазунов, В. А. Голубцова, Н. Г. Дроздов (главный редактор),
Е. Г. Комар, М. П. Костенко, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, В. И. Поликов, И. А. Сыромятников (зам. главного редактора),
А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин.

Сдано в пр-во 15/II 1957 г.

Т-03736

Бумага 60×92½

Объем 12 п. л.

Уч.-пэд. л. 16,5

Подписано к печати 16/IV 1957 г.

Тираж 18 000 экз.

Заказ 88

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

Адрес редакции: Москва К12. Б. Черкасский пер., д. № 2. Телефон: К-4-24-80.

Адрес для телеграмм: МОСКВА ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

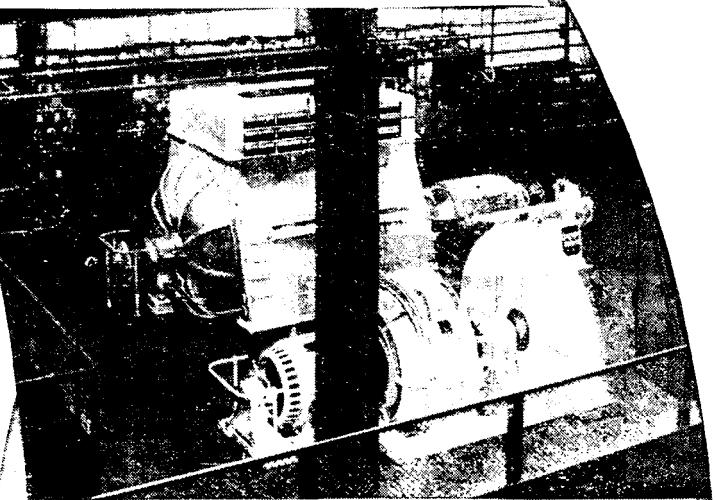
Адрес для корреспонденции: Москва, Главный почтамт, почтовый ящик № 648.

ИСПЫТАНИЯ КОММУТАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ

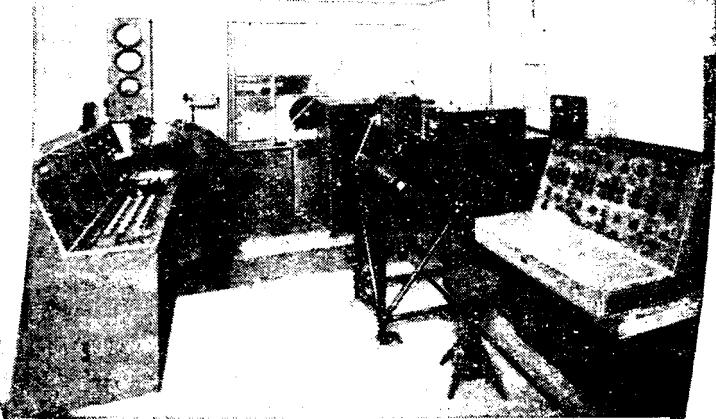
Испытательная Станция Разрывной Способности выключателей завода „Crompton Parkinson Ltd.“ является одной из самых усовершенствованных во всей Европе. Она служит как для испытаний новых типов выключателей в стадии их развития, так и для окончательных приемных испытаний в условиях, более строгих, чем встречающиеся при самой эксплоатации. На основании этих испытаний, Общество Испытательных Станций Разрывной Способности („A.S.T.A.“) выдает свидетельство о мощности испытываемого оборудования. Завод „Crompton Parkinson Ltd.“ является членом Общества „A.S.T.A.“

Вы можете с полным доверием обращаться к „Crompton Parkinson Ltd.“ со всеми вопросами, касающимися коммутационной аппаратуры. Он изготавливает обширный выбор аппаратуры, и его инженеры обладают большим, широко приобретенным, опытом.

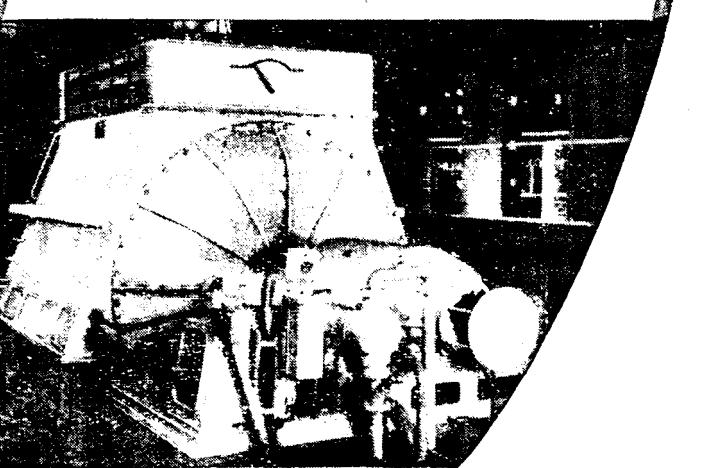
Внутри Испытательной Станции Разрывной Мощности
Выключателей, завода „Crompton Parkinson“



Аппаратная со столом контролера, электронным и электро-магнитным осциллографами и со столом управления



400 Mva генератор с приводным двигателем и вспомогательным оборудованием



ВЛАДЕЛЬЦЫ
одобренной
„ASTA“
испытательной
станции

Crompton Parkinson
LIMITED

Хорошее имя в коммутационной аппаратуре



CROMPTON PARKINSON LTD. OVERSEAS DIVISION. CROMPTON HOUSE. ALDWYCH. LONDON. W.C.2. ANGLIA
Телеграммы: CROMPARK LONDON

**ТРАНСФОРМАТОРЫ
для ГЕНЕРАТОРОВ**
до самых крупных размеров и
наивысших напряжений

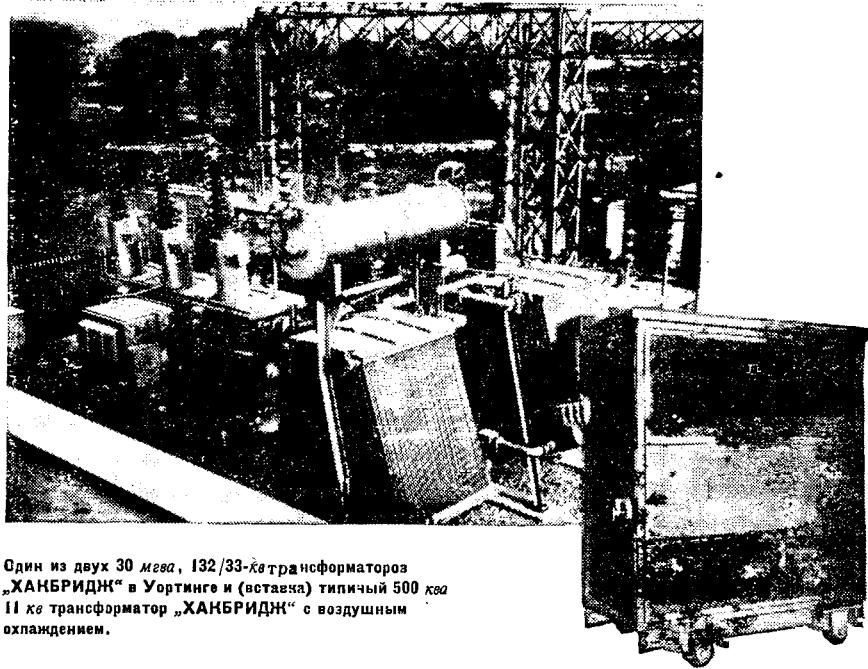
**ТРАНСФОРМАТОРЫ для
РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ
СЕТЕЙ**

**ПРОМЫШЛЕННЫЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ**

**ТРАНСФОРМАТОРЫ с
воздушным
охлаждением**

РЕАКТОРЫ

**ДУГОГАСЯЩИЕ
КАТУШКИ**



Один из двух 30 мвт, 132/33-кв трансформаторов
„ХАНБРИДЖ“ в Уортинге и (бставка) типичный 500 квт
II кв трансформатор „ХАНБРИДЖ“ с воздушным
охлаждением.

ТРАНСФОРМАТОРЫ „ХАНБРИДЖ“

Общая мощность в установках по всему свету свыше 22 млн. квт.

ВЫПРЯМИТЕЛИ „ХЮВИТТИК“

Общая мощность в установках по всему свету свыше 1,5 млн. квт.

Для:

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ**
600, 1500 и 3000 в. постоянного тока

**ТРАМВАЕВ и
ТРОЛЛЕЙБУСОВ**

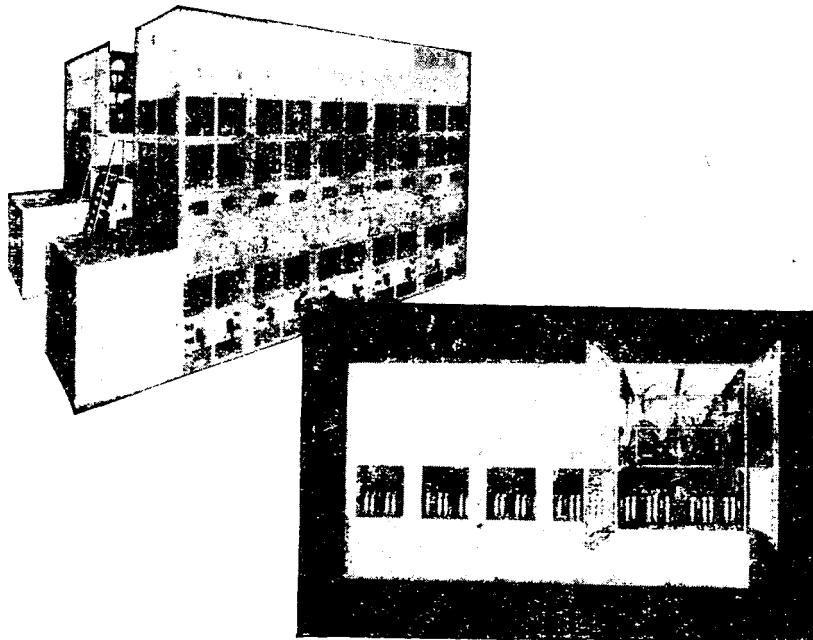
**ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ
УСТАНОВОК**

**ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ и
СИЛОВЫХ СЕТЕЙ
ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**МАШИН с
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ
ПОСТОЯННОГО ТОКА**
на сталелитейных заводах, газовых заводах,
текстильных фабриках и пр.

**ЭЛЕКТРОКАР и
ЭЛЕКТРОВОЗОВ
ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**ДЛЯ ЗАРЯДКИ
АККУМУЛЯТОРНЫХ
БАТАРЕЙ**



Часть установки из двух 60 000-а, 250/500-в
выпрямителей „ХЮВИТТИК“ для электролитических
надобностей и (бставка) один из двух 1 500-квт,
3 000-в выпрямителей „ХЮВИТТИК“ для
железнодорожной тяги.

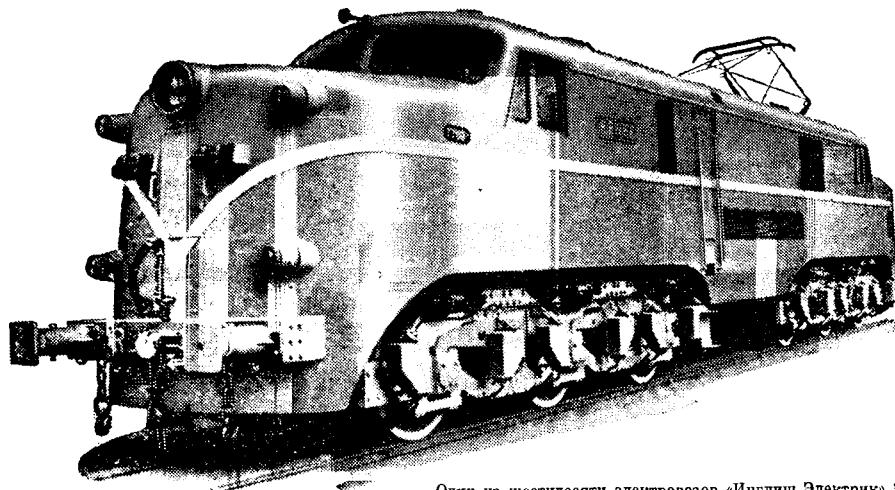
**HACKBRIDGE AND HEWITTIC ELECTRIC CO., LIMITED
WALTON-ON-THAMES - SURREY - АНГЛИЯ**

Телефон: Walton-on-Thames 760 (8 линий)

Телеграммы и Набели: "Electric, Walton-on-Thames"

Находятся в эксплуатации в свыше 50 различных стран

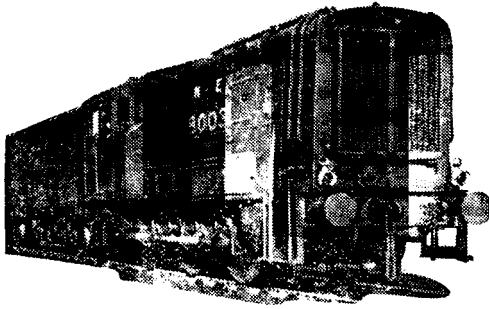
Наши Достижения по Электротяге



ОТК
18

Один из шестидесяти электровозов «Инглиш Электрик» 3600 л.с., 3000 вольт пост. тока для пассажирского и грузового транспорта в Кантабрианских Горах, которые являются одними из наиболее трудных участков Государственных Испанских железных дорог. Вес электровоза 118 тонн, тяговое усилие 29937 кг., максимальная скорость до 109 км — час. Электровоз имеет трехосные тележки с электродвигателями на всех осях, оборудован для соединения с другими электровозами и регенеративным торможением.

Фирма «Инглиш Электрик» до настоящего времени поставила тяговое оборудование для 77 железных дорог в 30 различных странах мира. Среди английских производителей электровозов и тепловозов фирма «Инглиш Электрик» является единственной, которая может полностью проектировать и производить на своих заводах комплектные локомотивы, автомотрисы, включая поставку оборудования для силовых станций и подстанций.



Стандартный дизель-электрический маневровый тепловоз спроектированный в 1933 г. В настоящее время на различных железных дорогах мира имеется в эксплоатации более 700 таких тепловозов, либо полностью изготовленных фирмой, либо с силовым оборудованием фирмой «Инглиш Электрик».

В течение более 70 лет фирма «Инглиш Электрик» занимает одно из ведущих мест в вопросах электрификации железнодорожного транспорта. Результатом долголетней работы в этой области является: первая железная дорога, питаемая от гидростанции; первый метрополитен с электро приводом; первое применение постоянного тока высокого напряжения (3600 в) для тяги и многое другое, включая исследовательскую работу по применению переменного тока для электрификации железных дорог.

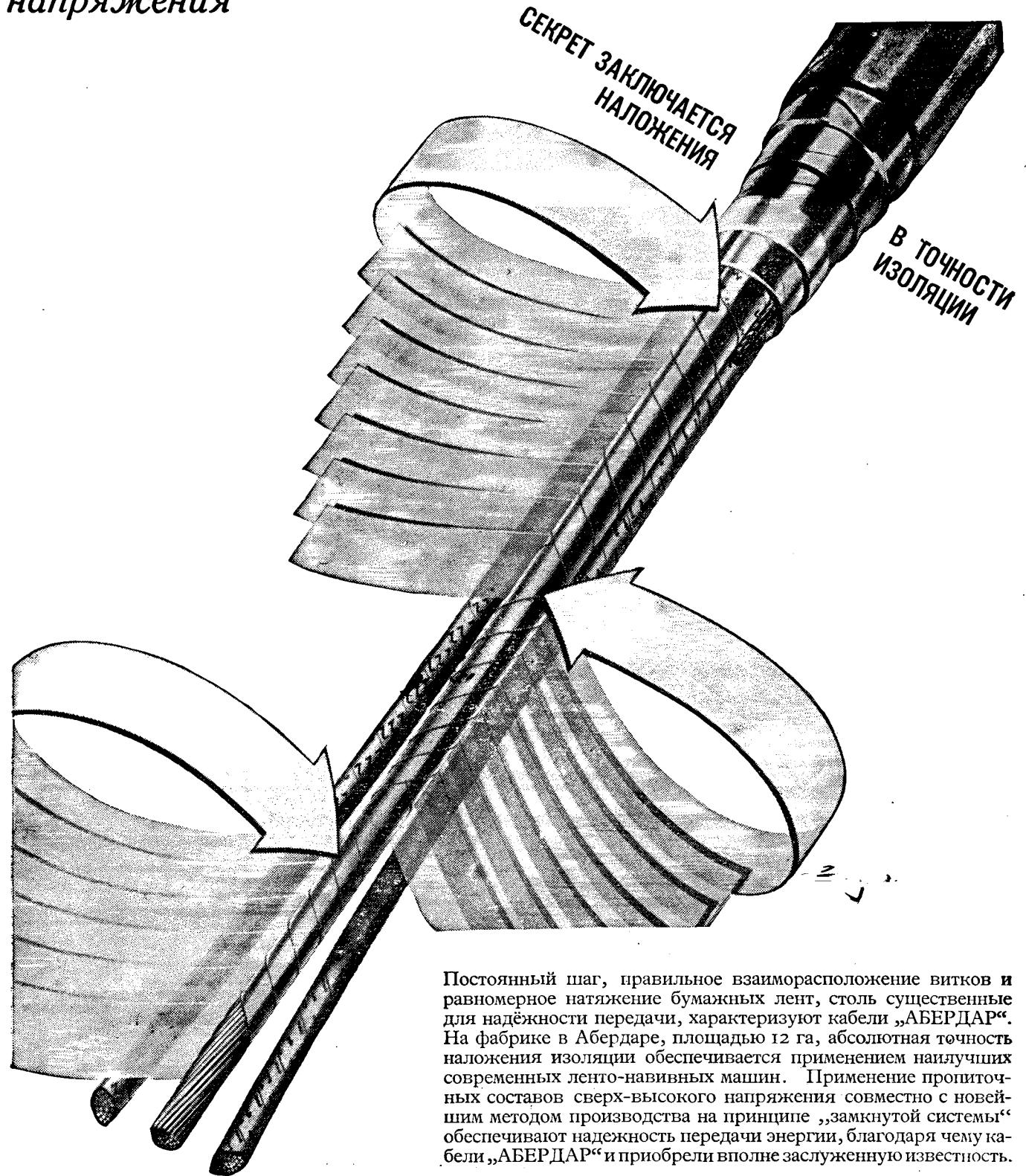
Электротяга

'ENGLISH ELECTRIC'

THE ENGLISH ELECTRIC COMPANY LIMITED, QUEENS HOUSE, KINGSWAY, LONDON, W.C.2 АНГЛИЯ
Заводы: В Страффорде, Престоне, Рагби, Брадфорде, Ливерпуле, Аккрингтоне.

Цена 8 руб.

Безукоризненная изоляция для кабелей высокого напряжения



Постоянный шаг, правильное взаиморасположение витков и равномерное натяжение бумажных лент, столь существенные для надёжности передачи, характеризуют кабели „АБЕРДАР“. На фабрике в Абердаре, площадью 12 га, абсолютная точность наложения изоляции обеспечивается применением наилучших современных ленто-навивных машин. Применение пропиточных составов сверх-высокого напряжения совместно с новейшим методом производства на принципе „замкнутой системы“ обеспечивают надежность передачи энергии, благодаря чему кабели „АБЕРДАР“ и приобрели вполне заслуженную известность.

Aberdare Cables

ABERDARE CABLES LIMITED · NINETEEN WOBURN PLACE · LONDON · АНГЛИЯ

Фабрика: Aberdare, Glam., South Wales.

www.booksite.ru