



ISSN 0013-5380

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

*Да здравствует 64-я годовщина Великой Октябрьской  
социалистической революции!*

(Из Призывов ЦК КПСС)

**1981**

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

**11**

УДК 621.313.322-81.001.5

## Единая унифицированная серия турбогенераторов

ГЛЕБОВ И. А., акад. АН СССР, ДАНИЛЕВИЧ Я. Б., доктор техн. наук,  
КУРИЛОВИЧ Л. В., инж., ХУТОРЕЦКИЙ Г. М., доктор техн. наук

Ленинград

В настоящее время все конденсационные, теплофикационные, газовые и основная доля атомных электростанций укомплектовываются двухполюсными турбогенераторами, единичная мощность и номинальные параметры которых определяются ГОСТ 533-76. Эти турбогенераторы вырабатывают до 85% всей электроэнергии; доля их в общей выработке энергии сохранится и в дальнейшем за счет ускоренного создания АЭС и ТЭЦ. Турбогенераторные заводы в соответствии со сложившимися традициями изготавливают генераторы с примерно одинаковыми номинальными параметрами различных конструктивных исполнений, с различными привязочными размерами, системами возбуждения, обеспечения и т. д. Эти машины обеспечивают потребности энергетики страны и экспортных поставок, однако наличие большого количества разнотипной продукции усложняет проектирование и строительство электростанций, их эксплуатацию, ремонт, обеспечение централизованными запасными частями, а также затрудняет рациональное размещение заказов между заводами-изготовителями, приводит к разнобою в требованиях к специальному тяжелому оборудованию и пр.

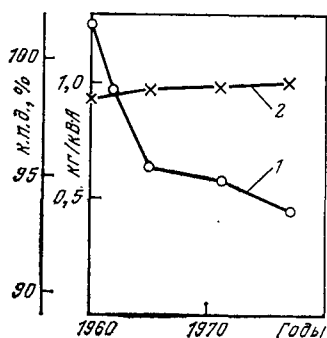
Назрела необходимость в создании единой унифицированной серии турбогенераторов для всех заводов генераторостроения. Изготовление турбогенераторов по единым чертежам и технологии позволит существенно повысить технический уровень генераторов, создаст возможности для широкой производственной и технической кооперации между заводами, маневра производственными мощностями, облегчит эксплуатацию и ремонт турбогенераторов, значительно снизит стоимость совершенствования и доводки выпускае-

мых машин, будет способствовать широкому внедрению передовых достижений отдельных заводов и конструкторско-технологических коллективов. Начиная с 1977 г., ведется активная работа над новой единой унифицированной серией турбогенераторов мощностью 63—800 МВт, 3000 об/мин. Ниже излагаются основные принципы, положенные в основу создания серии, приводятся некоторые данные новых разработок.

**Достижения отечественного турбогенераторостроения.** В последние годы были созданы турбогенераторы мощностью 500—1200 МВт, 3000 об/мин, существенно снижен расход материалов на киловатт-ампер единичной мощности с одновременным повышением показателей надежности и к. п. д.

В обобщенном виде эти достижения показаны на рисунке.

Наиболее совершенные из выпускаемых в настоящее время серийных турбогенераторов — мощностью 500 и 800 МВт, 3000 об/мин, типа ТВВ [Л. 1—4] — имеют непосредственное водяное охлаждение обмотки статора, обмотка ротора охлаждается водородом по многоструйной схеме с забором газа из зазора. Значительно повышена эффективность охлаждения ротора. В машине 800 МВт, например, применены внутренние охлаждающие каналы; для снижения потерь в обмотке ротора применены трапециевидальные пазы. Существенно улучшено охлаждение лобовых частей катушек за счет применения многоструйной системы охлаждения. Значительно повысила эффективность охлаждения установка в зазоре аксиальных барьеров на границах отсеков сердечника статора, для которого применена газовая тангенциальная схема вентиляции со встречным движением охлаждающего водорода



Изменение расхода материалов (1) и к. п. д. (2) турбогенераторов в 1960–1980 гг.

в отсеках. Такая схема позволила существенно снизить скорость закручивания газового потока в зазоре, что повысило эффективность работы заборников, увеличило расход газа через каналы обмотки ротора.

С применением терморепактивной изоляции обмотки статора значительно повысилась эксплуатационная надежность генераторов, однако это, в свою очередь, потребовало новых конструктивных решений крепления обмотки, а именно, была разработана и внедрена конструкция крепления с использованием бокового уплотнения полупроводящими волнистыми и плоскими прокладками из формообразующего материала, применены клинья со встречными скосами.

Большая работа была проведена по совершенствованию конструкции крепления лобовых частей обмотки статора. Лобовые части обмотки заключены в нажимное кольцо, между кольцом и обмоткой помещены аксиальные распорные клинья, на которые постоянно действуют пружины. С внутренней стороны лобовые части запрессовываются жестким кольцом из стеклопластика, от тангенциальных перемещений их удерживают прокладки из формирующихся материалов, запекаемые в процессе сборки. Лобовые дуги удерживаются также групповой бандажировкой с помощью самоустанавливающихся лавсановых шнуров, применены эпоксидные клеи и замазки в местах соприкосновения деталей крепления со стержнями.

Значительно усовершенствовано крепление сердечника статора, введены элементы, создающие предварительное сжатие стяжных ребер корпуса, существенно повышены эластичность упругих ребер, модуль упругости сердечника за счет штамповки спинки и сегментов поперек направления проката холоднокатаной стали.

Для обеспечения надежной работы в несимметричных режимах создана специальная демпферная система в торцевой зоне ротора в виде посеребренных медных короткозамкнутых гребенок. В большем зубе установлены медные демпферные полосы.

Разработана надежная конструкция узла контактных колец на токи ротора до 6 кА. Диаметр контактных колец уменьшен с тем, чтобы их окружная скорость не превышала 60 м/с. Для более равномерной нагрузки ток от колец отводится через промежуточное кольцо из посеребренной меди. Для обеспечения интенсивного теплоотвода устанавливается специальный вентилятор, в кольцах предусматриваются сквозные охлаждающие отверстия. Щеточный аппарат снабжен съемными щеточными bracketами.

В турбогенераторах новых типов применены масляные двухпоточные уплотнения вала кольцевого типа. Для снижения линейной скорости смазки и нагрева деталей уплотнения диаметр вала под

уплотнением уменьшен, расточка выполнена таким образом, чтобы максимально улучшить работу маслоуловителей.

**Основные принципы создания серии.** Анализ современных тенденций генераторостроения на Всемирном электротехническом конгрессе в июне 1977 г. [Л. 5,6] показал, что при создании новых типов турбогенераторов прежде всего должны быть учтены требования по обеспечению высокого уровня надежности машин. Для турбогенераторов единой серии эти требования удовлетворяются следующим образом:

применяются только хорошо проверенные в длительной эксплуатации конструктивные решения основных узлов;

используются схемы охлаждения, способные обеспечить стабильное тепловое состояние машины, а превышения температуры основных активных и конструктивных частей — оптимальные условия работы изоляции, необходимые запасы для работы в режимах кратковременных и длительных перегрузок;

применяются такие конструктивные решения и выбираются такие уровни электромагнитных нагрузок, чтобы уровень вибраций основных элементов генераторов был низким и стабильным;

принимаются меры, обеспечивающие надежную работу турбогенераторов в расширенном диапазоне маневренных и аномальных режимов работы.

Одновременно реализуется научно-технический задел по совершенствованию систем охлаждения, конструкции отдельных узлов, созданию новых материалов, изучению местных потерь, нагревов и аномальных режимов для снижения массы машин и повышения их к. п. д., при этом, однако, не следует забывать о показателях надежности работы турбогенераторов в энергосистемах, в том числе в маневренных и аномальных режимах.

**Турбогенераторы серии ТВВ — основа единой серии.** Учитывая весь комплекс показателей, следует признать, что наиболее совершенными в настоящее время являются турбогенераторы серии ТВВ, в особенности турбогенератор типа ТВВ-800-2 мощностью 800 МВт. Машины этой серии имеют самые высокие показатели надежности, в них применены наиболее отработанные конструктивные решения. Среднее превышение температуры обмотки ротора при номинальном токе составляет 32°C, обмотки статора при номинальной нагрузке 23°C, сердечника статора (активная часть) при номинальной нагрузке 35°C [Л. 4], т. е. схема вентиляции этого генератора обеспечивает равномерное тепловое поле.

При номинальной нагрузке генератора 800 МВт (двойная амплитуда) максимальный уровень вибрации головок стержней (радиальная составляющая) составляет примерно 50 мкм, сердечника статора 30 мкм, корпуса статора 6 мкм [Л. 4]. Уровень вибраций лобовых частей обмотки статора после 15 000 ч работы практически не изменился, что свидетельствует о стабильности принятой конструкции крепления обмотки. Следует отметить низкий уровень вибрации корпуса генератора, что обусловлено хорошей виброизоляцией сердечника [Л. 7], а также использованием гибкого низконастроенного и достаточно инерционного корпуса [Л. 8].

Турбогенераторы серии ТВВ допускают кратковременные и длительные перегрузки по току статора и ротора.

Тщательные исследования показали, что турбогенератор 800 МВт надежно работает в несимметричных режимах [Л. 4 и 9]. Он допускает кратковременные несимметричные режимы исходя из критерия  $I_2^2 t = 11,2$ , где  $I_2$  — ток обратной последовательности, о. е.;  $t$  — время, с; длительные несимметричные режимы возможны вплоть до токов  $I_2 = 0,2 I_n$ , где  $I_n$  — номинальный ток статора.

По данным исследований турбогенераторы типа ТВВ допускают работу в режиме недовозбуждения с номинальной активной мощностью при  $\cos\varphi = 1$ , а турбогенераторы типа ТВФ мощностью 63 и 110 МВт допускают работу в режиме недовозбуждения с номинальной активной мощностью вплоть до  $\cos\varphi = 0,95$ .

Имеется положительный опыт работы турбогенераторов типа ТВВ в маневренных режимах при числе пусков и остановов до 150 в год; они выдерживают режим внезапного короткого замыкания за трансформатором [Л. 7].

**Основные решения, общие для турбогенераторов новой серии.** Во вновь создаваемой серии общими являются следующие основные решения:

- косвенное водородное охлаждение обмотки статора турбогенераторов 63 и 110 МВт и непосредственное водяное охлаждение обмотки статора машин большей мощности;

- непосредственное водородное охлаждение обмотки ротора;

- заполнение газонепроницаемого корпуса генератора водородом;

- термореактивная изоляция обмотки статора;

- жесткое монолитное крепление лобовых частей обмотки статора, плотное закрепление стержней обмотки статора в пазах;

- жесткое крепление сердечника в корпусе турбогенераторов 63 и 110 МВт и эластичное присоединение сердечника статора к корпусу машин большей мощности;

- выносные опорные подшипники стоякового типа.

**Особенности исполнения турбогенераторов мощностью 63 и 110 МВт.** Конструктивное исполнение турбогенератора — горизонтальное, герметичное с замкнутым циклом вентиляции. Охлаждающий водород циркулирует в генераторе под действием вентиляторов, установленных на валу ротора, и охлаждается четырьмя газоохладителями, встроенными горизонтально в корпус генератора. Охлаждение сердечника статора осуществляется по многоструйной системе вентиляции.

Обмотка ротора имеет непосредственное охлаждение водородом по схеме самовентиляции с забором газа из зазора машины. Внутри катушек в пазовой части выфрезерованы наклонные каналы, попарно соединенные под нижним витком обмотки. Дюралюминиевые клинья, удерживающие обмотку в пазу, имеют заборные и выходные отверстия для охлаждающего газа, совпадающие с внутренними каналами обмотки ротора. Пазы ротора выполнены прямоугольными. Вентиляционные каналы в лобовых частях выфрезерованы в медных полосах, привариваемых к пазовым частям катушек.

Обмотка статора в пазах закреплена встречными клиньями и гофрированными токовыми прокладками из полупроводящего стеклотекстолита. Лобовые части обмотки закреплены с помощью кронштейнов, колец, различных распорок и формирующихся материалов с последующей запечкой. Элементы крепления выполнены преимущественно из немагнитных изоляционных материалов.

Сердечник статора состоит из сегментов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. С торцов он закреплен нажимными кольцами из немагнитной стали, между нажимными кольцами и сердечником установлены медные кольцевые экраны. Несколько крайних пакетов выполнены запеченными, нажимные пальцы — немагнитными. Для уменьшения потерь в зубцах крайних пакетов имеются шлицы.

Демпферную систему ротора образуют бочка ротора и пазовые клинья, в торцевой зоне ротора имеются медные демпферные сегменты, образующие короткозамкнутые кольца. Роторные бандажи — консольного типа.

Контактные кольца насаживаются в горячем состоянии на изолированный конец вала ротора. Для охлаждения щеток и контактных колец имеются вентиляторы. Токоподводы расположены в центральном отверстии ротора и соединены с обмоткой и контактными кольцами с помощью изолированных гибких шин и специальных изолированных болтов.

Масляные уплотнения вала ротора — кольцевого типа, однокамерные. Маслоснабжение уплотнений осуществляется от отдельного контура.

Для снижения шума подшипник и щеточная траверса закрыты звукозащитным кожухом.

**Особенности исполнения турбогенераторов 160—320 МВт.** Применено водяное охлаждение обмотки статора, дистиллят циркулирует под напором насосов и охлаждается теплообменниками, расположенными вне генератора. Использована тангенциальная схема вентиляции сердечника. Особо следует отметить, что статоры турбогенераторов, включая и турбогенератор мощностью 320 МВт, выполнены однокорпусными. Это существенно упрощает конструкцию турбогенератора 320 МВт (по сравнению с трехкорпусной машиной), улучшает его производство, монтаж, уменьшает расход конструктивных материалов. Однокорпусное исполнение этой машины стало возможным благодаря повышению электромагнитного использования активного объема за счет более интенсивного охлаждения и рациональной конструкции торцевых зон статора.

Опорный подшипник генератора — выносной стоякового типа — имеет шаровой самоустанавливающийся вкладыш. Со стороны турбины подшипник встроен в цилиндр низкого давления. Статоры выполнены однокорпусными. Подвеска сердечника выполнена эластичной — с помощью щелей в ребрах статора.

Для снижения потерь в крайних пакетах сердечника статора между нажимными плитами и пальцами установлены немагнитные шунты, число ступенчатых пакетов увеличено.

**Особенности исполнения турбогенераторов 500 и 800 МВт.** В связи с транспортными ограничениями габаритов статоры турбогенераторов выполнены из трех частей: в центральной расположен сердечник с обмоткой, в концевых газоохладители — вертикально по два в каждой концевой части. В турбогенераторе 800 МВт в двух пазах клинья статора имеют резиновые вставки, образующие продольные перегородки в воздушном зазоре.

Для усиления крепления лобовых частей обмотки применены массивные стеклотекстолитовые кронштейны, кольца и планки, стянутые шпильками. Для поддержания постоянной жесткости крепления лобовых частей к нажимному кольцу между кронштейнами, поддерживающими лобовые части, примыкают клинья, распирающее усилие которых с помощью пружин сохраняется постоянным при всех тепловых перемещениях обмотки. В зоне головок лобовых частей используется крепление с помощью составных клиньев.

Концевые части для удобства монтажа имеют горизонтальный разъем. Наружные щиты статора непосредственно объединены с внутренними щитами, к которым присоединены щиты вентиляторов, состоящие из четырех частей. Все части щитов вентиляторов изолированы от внутренних щитов и между собой. Разъемы наружных щитов расположены в горизонтальной плоскости, разъемы щитов вентиляторов — в горизонтальной и вертикальной.

Пазы ротора генераторов — трапециевидные; клинья ротора турбогенератора 500 МВт выполнены из дюралюминия, генератора 800 МВт — из титана.

В большом зубе бочки ротора дополнительно профрезерованы специальные демпферные пазы, в которые уложена демпферная обмотка, закрепленная специальными сплошными клиньями. Уплотнение вала ротора — двухкамерное, с камерами уплотняющего и компенсирующего масла. Для защиты внутренней полости статора от масла предусмотрены маслоуловители.

**Основные данные турбогенераторов.** Шкала мощностей серии унифицированных турбогенераторов (см. таблицу) в основном повторяет шкалу мощностей по ГОСТ 533-76 с некоторыми уточнениями, необходимость которых выявилась в процессе производства в эксплуатации существующих тепловых агрегатов. Так, номинальная мощность турбогенераторов 100, 200 и 300 МВт повышена соответственно до 110, 220 и 320 МВт. Сохранены номинальные напряжения, требования к ОКЗ,  $x/a$  и др., но при этом достигнуто существенное снижение металлоемкости на единицу мощности в среднем на 20—25% по сравнению с выпускаемыми турбогенераторами, повышен к. п. д. Улучшена маневренность новых машин: число гарантированных пусков в год повышено с 52—120 до 330. Турбогенераторы могут нести большую нагрузку в емкостном режиме и пр.

### Основные данные турбогенераторов единой унифицированной серии

Параметры	Мощность турбогенератора, МВт						
	63	110	160	220	320	500	800
Полная мощность, МВ·А	78,75	137,5	188,2	258,8	376,5	588	888,9
Коэффициент мощности	0,8	0,8	0,85	0,85	0,85	0,85	0,9
Напряжение статора, кВ	10,5	10,5	18	15,75	20	20	24
Номинальный ток возбуждения, А	1815	2070	2300	2633	3492	3739	3764
Напряжение возбуждения, В	206	321	360	317	342	509	611
К. п. д., %	98,34	98,50	98,50	98,7	98,74	98,9	98,94
ОКЗ	0,502	0,474	0,480	0,448	0,449	0,481	0,476
Расход материала, кг/кВ·А	1,34	1,12	0,880	0,85	0,69	0,56	0,55
Переходная реактивность, %	29,6	30	33	26,9	29,4	32,9	30,7
Давление водорода в корпусе, кПа	196	196	294	294	392	441	491

В настоящее время уже закончена разработка рабочих чертежей турбогенераторов унифицированной серии мощностью 63, 110, 160 и 320 МВт. Освоение серии началось. В конце 1980 г. первый генератор нового класса машин мощностью 160 МВт изготовлен, испытан на стенде завода и отгружен заказчику. Определено место установки новых турбогенераторов 500 МВт — это одна из ГРЭС Экибастузского энергетического комплекса. Для возможности освоения новой серии в этой пятилетке в ближайшее время необходимо определить объекты, на которые должны быть установлены другие типы турбогенераторов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Перспективы развития и пути совершенствования конструкций турбогенераторов/ В. С. Борушко, И. А. Глебов, Я. Б. Данилевич и др. — Всемирный электротехнический конгресс, 1977, доклад 1.08.
2. Хуторецкий Г. М. Опыт создания и эксплуатации мощных турбогенераторов и результаты их исследований. Краткие тезисы докладов к Всесоюзному научно-техническому совещанию «Проблемы развития тяжелого электромашиностроения для энергетики», ЦП НТОЭиЭП, 1975.
3. Турбогенератор мощностью 1200 МВт, 3000 об/мин/ И. А. Глебов, Я. Б. Данилевич, Л. В. Курилович и др. — Электротехника, 1978, № 3.
4. The 800 and 1200 MW two-pole turbogenerators. Design features and test results/Chistikov A. P., Glebov I. A., Daniilevich J. B. et al. — CIGRE report, 1978, № 11-03.
5. Elston C. W., Holley C. H. Perspectives on the future of large steam turbine-generators. WELC, Moscow, 1977, report 1.02.
6. Глебов И. А., Данилевич Я. Б., Мамиконянц Л. Г. Проблемы генераторостроения на Всемирном электротехническом конгрессе. — Электричество, 1977, № 12.
7. Механические характеристики статора турбогенераторов серии ТВВ мощностью 165—1200 МВт/ Л. В. Курилович, А. А. Ронжин, А. П. Чистиков и др. — Электричество, 1979, № 6.
8. Данилевич Я. Б. Проблемы механики в генераторостроении. — Электричество, 1980, № 2.
9. Косачевский В. И., Рогова Н. А., Хуторецкий Г. М. Экспериментальные исследования турбогенератора мощностью 800 МВт в несимметричных режимах. — Электричество, 1977, № 3.

[18.06.81]

# Влияние надежности телеизмерений на эффективность управления режимами энергосистем

БОГДАНОВ В. А.

ЦДУ ЭЭС СССР

В современной практике диспетчерского управления режимами энергосистем применяются одно- и многоканальные кодо-импульсные устройства телемеханики, которые совместно с соответствующими измерительными трансформаторами, датчиками-преобразователями и каналами связи образуют систему сбора и передачи телеинформации (ССПТ). В составе телеинформации важную роль играют телеизмерения (ТИ) параметров режима, которые необходимы для решения задач всех временных уровней диспетчерского управления: автоматизированного управления и планирования; автоматического управления нормальными режимами; автоматического управления переходными и аварийными режимами. Задачи каждого временного уровня предъявляют различные требования к точности и надежности ТИ. При проектировании ССПТ в настоящее время осуществляется раздельный учет требований по точности и надежности ТИ. Выбирается вариант ССПТ, который при минимуме затрат обеспечивает некоторые нормативные показатели надежности и точности ТИ.

В данной статье рассмотрены возможные методы количественной оценки влияния надежности ССПТ в части передачи ТИ на точность измерений и эффективность решения задач диспетчерского управления режимами энергосистем.

**Автоматизированное управление** нормальными режимами предусматривает контроль параметров текущего режима, оперативную корректировку планов и реализацию необходимых воздействий при появлении существенных отклонений от плановых показателей.

Если фактический и оптимальный плановый режимы совпадают, то обеспечивается минимум суммарных затрат на производство и распределение электрической энергии при выполнении всех ограничений, учитывающих требования надежного электроснабжения потребителей.

Отклонение параметров фактического режима от плановых оптимальных значений приводит к возрастанию затрат. Точность определения рассогласования между планом и фактом, определение необходимости коррекции (дооптимизации) режима, точность дооптимизационных расчетов и погрешность их реализации зависят от погрешности измерений. Пусть совокупность ТИ, необходимых для оценивания нормальных установившихся режимов рассматриваемой энергосистемы, образует вектор  $\mathbf{I}$ . Тогда влияние погрешности измерений на экономическую эффективность автоматизированного управления нормальными режимами можно охарактеризовать как

$$\Delta Z(\Delta \mathbf{I}) = M[Z(\mathbf{I}_n) - Z(\mathbf{I}_T)] = M \left[ \frac{\partial Z}{\partial \mathbf{I}} (\mathbf{I}_n - \mathbf{I}_T) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 Z}{\partial \mathbf{I}^2} (\mathbf{I} - \mathbf{I}_T)^2 + \dots \right], \quad (1)$$

где  $\Delta Z(\Delta \mathbf{I})$  — изменение затрат на производство и распределение электрической энергии, вызванное

погрешностью измерений  $\Delta \mathbf{I} = \mathbf{I}_n - \mathbf{I}_T$ ;  $M$  — математическое ожидание;  $Z(\mathbf{I}_n)$  — затраты на производство и распределение электрической энергии при наличии погрешности ТИ;  $Z(\mathbf{I}_T)$  — то же при точном задании ТИ.

Первое слагаемое в (1) отлично от нуля только при наличии систематической погрешности, которая не учтена соответствующей настройкой (установкой нуля) измерительных приборов и систем автоматизированного управления нормальными режимами. Если погрешности всех ТИ взаимно независимы и не содержат неучтенной систематической составляющей, то

$$\Delta Z(\mathbf{I}) = M \left[ \frac{\partial^2 Z}{\partial \mathbf{I}^2} \frac{(\mathbf{I}_n - \mathbf{I}_T)^2}{2} \right] \approx \dot{\mathbf{G}} \dot{\mathbf{D}}_n, \quad (2)$$

где  $\dot{\mathbf{G}}$  — матрица коэффициентов;  $\dot{\mathbf{D}}_n$  — матрица дисперсий погрешности измерений.

Из выражения (2) следует, что в первом приближении можно считать ухудшение эффективности управления нормальными режимами пропорциональным среднеквадратичной погрешности измерений.

Отказы ТИ могут быть вызваны повреждением измерительных трансформаторов, датчиков-преобразователей, аппаратуры телемеханики, каналов связи с каналообразующей аппаратурой, промежуточными усилителями и источниками питания. Кроме того, к отказам ТИ может также привести наличие помех.

В первом приближении будем считать, что система кодирования, применяемая в современных устройствах телемеханики, в сочетании с программными методами контроля принятых данных в ЦВМ позволяют обнаружить все сообщения, искажение которых обусловлено помехами в канале связи. Если в течение каждого отказа сохраняется и используется последнее перед отказом значение измеряемого параметра, то приведенная среднеквадратичная динамическая погрешность ТИ [Л. 1]

$$\bar{\sigma}_n^2 = 2DA^{-2} \left[ 1 - (T_0 + \tau)^{-1} \int_{t_n}^{t_3} K_0(t) dt \right], \quad (3)$$

где  $D$  и  $K_0(t)$  — дисперсия и нормированная автокорреляционная функция измеряемого параметра;  $A$  — диапазон измерений;  $t_3 = t_n + \tau + T_0$  — запаздывание между моментами измерения параметров на контролируемом пункте и считывания переданного значения на пункте управления, включающее в себя  $t_n$  — время передачи ТИ по каналу связи,  $\tau$  — длительность отказа,  $T_0$  — цикл обновления ТИ.

С учетом принятых допущений длительность отказа может изменяться в пределах  $T_0 \leq \tau \leq \tau_m$ , где  $\tau_m$  — максимальная длительность отказа.

Суммарная приведенная погрешность ТИ

$$\bar{\sigma}_\Sigma^2 = \bar{\sigma}_T^2 + \bar{\sigma}_n^2.$$

где  $\bar{\delta}_\tau$  — погрешность технических средств измерительной системы, составляющими которой являются погрешности измерительных трансформаторов, датчика-преобразователя, аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователей и т. п.

Следовательно, можно считать, что отказ измерительной системы приведет к увеличению суммарной приведенной погрешности ТИ:

$$\bar{\Delta\delta}_\Sigma^2(\tau) = \bar{\delta}_\Sigma^2(\tau + T_0 + t_n) - \bar{\delta}_\Sigma^2(T_0 + t_n) = \bar{\delta}_\Sigma^2(\tau + T_0 + t_n) - \bar{\delta}_\Sigma^2(T_0 + t_n). \quad (4)$$

В соответствии с [Л. 2]  $K_0(t) = e^{-t/T}$ , где  $T$  — постоянная времени нормированной автокорреляционной функции.

Тогда с учетом (3) и (4) можно записать, что обусловленное отказом ухудшение точности ТИ

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\delta}_\Sigma^2(\tau) = 2DA^{-2} \left[ T_0^{-1} \int_{t_n}^{t_n+T_0} e^{-t/T} dt - \right. \\ \left. - (T_0 + \tau)^{-1} \int_{t_n}^{t_n+T_0+\tau} e^{-t/T} dt \right] = a + \\ + b(T_0 + \tau)^{-1} \left( e^{-\frac{T_0+\tau}{T}} - 1 \right), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} a = 2DA^{-2} T_0^{-1} e^{-t_n/T} (1 - e^{-T_0/T}) T; \\ b = 2DTA^{-2} e^{-t_n/T}. \end{aligned}$$

Если длительность отказов является случайной величиной, распределение значений которой имеет плотность вероятности  $l(\tau)$ , то математическое ожидание увеличения суммарной приведенной погрешности ТИ

$$M[\Delta\bar{\delta}_\Sigma^2(\tau)] = \Delta\bar{\delta}_{\Sigma\text{cp}}^2 = q \bar{\delta}_\Sigma^2(\tau) l(\tau) d\tau, \quad (5)$$

где  $q = T_\Gamma^{-1} \sum_{i=1}^N \tau_i = T_\Gamma^{-1} \tau_\Sigma \omega_0$  — средняя вероятность

отказа (неготовность срабатывания), определяемая отношением суммарной длительности всех  $N$  отказов к числу часов в году; эта же величина может быть определена через  $\tau_\Sigma$  — среднее время восстановления (среднюю длительность) отказа и  $\omega_0$  — среднее число отказов в год.

Получение представительной статистики отказов ТИ по количеству и длительности связано с рядом трудностей. Во-первых, существующая аппаратура телемеханики автоматически фиксирует только часть отказов, происходящих из-за нарушений работы общих элементов тракта передачи, исключая отказы измерительных трансформаторов, датчиков-преобразователей контролируемого пункта и индивидуальных блоков памяти, преобразования и отображения пункта управления. Во-вторых, отсутствует автоматическая регистрация длительности отказов. Все отказы подразделяются на свои (брак) длительностью до нескольких (3—5) циклов обновления и повреждения (отказы), длительность которых превышает указанное число циклов.

Если, в соответствии с приложением 1, длительность отказов распределена по логарифмически нормальному закону, то отказы приводят к возрастанию суммарной приведенной погрешности ТИ

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\delta}_{\Sigma\text{cp}}^2 = qa \int_0^{\tau_M} \lg e [V2\pi\sigma]^{-1} e^{-t^2/2} \tau^{-1} d\tau + \\ + qb \int_0^{\tau_M} \lg e [V2\pi\sigma]^{-1} \times \\ \times \left[ e^{-\frac{T_0+\tau_M}{T}} - 1 \right] e^{-t^2/2} [(T_0 + \tau_M) \tau]^{-1} d\tau = \\ = q \left[ a + b(T_0 + \tau_M)^{-1} \left( e^{-\frac{T_0+\tau_M}{T}} - 1 \right) \right]. \end{aligned}$$

Поскольку обычно  $\tau_M \gg 10T$ , можно приближенно принять

$$\Delta\bar{\delta}_{\Sigma\text{cp}}^2 = 2DA^{-2} T T_0^{-1} q \left( e^{-t_n/T} - e^{-\frac{t_n+T_0}{T}} \right). \quad (6)$$

Из выражений (2)—(6) следует, что наилучшим для автоматизированного управления можно считать вариант ССПТ, который при минимуме затрат на сооружение и эксплуатацию обеспечивает минимальное значение показателя, определяемого выражением (2). При этом в (2) каждый элемент матрицы  $D_{ii}$  равен:

$$D_{ii} = \bar{\delta}_{\Sigma i}^2 (T_{oi} + t_{ni}) + \Delta\bar{\delta}_{\Sigma\text{cp}i}^2.$$

Каждый вариант ССПТ должен обеспечивать наблюдаемость всей модели энергосистемы, используемой для автоматизированного управления нормальными режимами. Это означает, что при заданной модели состав и размещение необходимых ТИ определяются практически однозначно. Разные варианты ССПТ отличаются лишь точностью ТИ, структурой, протяженностью и пропускной способностью каналов связи, а также надежностью передачи ТИ. Поэтому при сопоставлении различных вариантов ССПТ в качестве первого приближения все коэффициенты, образующие матрицу  $\hat{G}$ , могут приниматься соответственно одинаковыми. В простейшем случае в качестве  $\hat{G}$  может использоваться матрица-строка с единичными элементами.

**Автоматика нормального режима** включает в себя систему автоматического регулирования частоты и ограничения перетоков активной мощности (САРЧМ). Наряду с регулированием частоты САРЧМ обеспечивает максимальное использование пропускной способности межсистемных линий электропередачи путем поддержания потоков активной мощности, наиболее близких к предельно допустимым по условиям устойчивости значениям.

При ограничении перетоков мощности управляющее воздействие САРЧМ формируется по закону [Л. 2]:

$$W = T_\Pi^{-1} \int_{t_0}^{t_0+t} [P(t) - P_0] dt \approx$$

$$\approx m^{-1} \sum_{i=1}^{T_0^{-1}} (P_i - P_0),$$

где  $T_n$  — постоянная интегрирующего звена САРЧМ;  $P_0$  — заданное значение (уставка) потока активной мощности;  $m = T_n T_0^{-1}$  — число циклов обновления, соответствующее постоянной времени интегрирующего звена.

Наряду с колебаниями потоков мощности в установившихся режимах САРЧМ должна также ограничивать быстрые их изменения в переходных и аварийных режимах. Поэтому целесообразно использовать максимальные оценки погрешности определения управляющих воздействий, обусловленные погрешностью и отказами ТИ.

Если измерительная система работает без отказов, то максимальная приведенная погрешность определения управляющего воздействия за время  $t = T_n$

$$\Delta \bar{W}_n = \max \left\{ m^{-1} \sum_{i=1}^m [(\bar{P}_{in} - \bar{P}_0) - (\bar{P}_{i\tau} - \bar{P}_0)] \right\} = \\ = \max \left[ m^{-1} \sum_{i=1}^m (\bar{\delta}_{\tau i} + \bar{\delta}_{di}) \right] = \bar{\delta}_{\tau.m} + \bar{\delta}_{d.m}, \quad (7)$$

где  $\bar{\delta}_{\tau.m}$  — максимальная приведенная погрешность технических средств измерительной системы;  $\bar{\delta}_{d.m}$  — максимальная приведенная динамическая погрешность ТИ.

Величина  $\bar{\delta}_{d.m}$  зависит от скорости изменения контролируемого параметра. Приближенная максимальная оценка приведенной скорости изменения параметра за цикл обновления может быть получена из неравенства [Л. 2]

$$V \leq 2\pi f_m,$$

где  $f_m$  — максимальная частота, содержащаяся в спектре измеряемого параметра.

Тогда (7) примет вид:

$$\Delta \bar{W}_n = \bar{\delta}_{\tau.m} + m^{-1} \sum_{i=1}^m \left[ T_0^{-1} \int_{t_n}^{t_n + T_0} \bar{V} t dt \right] = \\ = \bar{\delta}_{\tau.m} + 0,5 \bar{V} (T_0 + 2t_n) \leq \bar{\delta}_{\tau.m} + \pi f_m (T_0 + 2t_n). \quad (8)$$

При отказах измерительной системы, начало которых совпадает с появлением отклонения потока активной мощности от уставки, а длительность  $\tau = lT_0$ , максимальная приведенная погрешность управляющего воздействия при  $l \leq m$

$$\Delta \bar{W}_0 = \bar{\delta}_{\tau.m} + T_n^{-1} \int_{t_n}^{t_n + T_0} \bar{V} t dt + \\ + m^{-1} \sum_{i=l+1}^m \left[ T_0^{-1} \int_{t_n}^{t_n + T_0} \bar{V} t dt \right] = \bar{\delta}_{\tau.m} + \\ + 0,5 \bar{V} (T_0 + 2t_n) + 0,5 \bar{V} \tau (l - 1) m^{-1}. \quad (9)$$

Из (9) следует, что при постоянной скорости изменения потока мощности погрешность управляющего воздействия определяется длительностью от-

каза и погрешностью измерительной системы. Сопоставление (8) и (9) показывает, что отказы ТИ приводят к дополнительной погрешности определения управляющего воздействия, контроля за время  $t = T_n$  составляет

$$\delta \Delta W = 0,5 \bar{V} \tau (\tau - T_0) T_n^{-1}. \quad (10)$$

Таким образом, по (10) можно количественно оценить влияние отказов на эффективность работы САРЧМ.

**Противоаварийная автоматика** воздействует на электрические станции и потребителей. При этом необходима точная дозировка управляющих воздействий, когда в оптимальном случае каждому возмущающему воздействию  $P_v$  соответствует и реализуется определенное управляющее воздействие  $P_y$  с минимальным объемом требуемых отключений.

В последнее время в качестве комплексного устройства дозировки и распределения управляющих воздействий в системах противоаварийной автоматики применяют ЦВМ [Л. 3]. По каналам связи, охватывающим группу удаленных объектов, в такие устройства передаются ТИ, необходимые для оценки параметров текущего доаварийного режима и определения соответствующих управляющих воздействий. При этом [Л. 4] соответствующее  $P_y$  определяется суммой линейных и квадратичных составляющих группы параметров, характеризующих доаварийный и аварийный режимы.

$$P_y^* = \sum_{i=1}^N \alpha_{oi} P_{oi}^* + \sum_{i=1}^k \beta_{oi} P_{oi}^2 + \\ + \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^M \gamma_{oij} P_{oi} P_{oj} + \sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta P_i + \sum_{i=1}^k \beta_i \Delta P_i^2 + \\ + \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^m \gamma_{ij} \Delta P_i P_{oj} + \eta, \quad (11)$$

где  $\alpha_{oi}$ ,  $\beta_{oi}$ ,  $\gamma_{oij}$ ,  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$ ,  $\gamma_{ij}$  — весовые коэффициенты;  $P_{oi}$ ,  $P_{oj}$  — значения параметров доаварийного режима;  $\Delta P_i$  — отклонения параметров режима при появлении возмущений (отключения, короткие замыкания и т. п.);  $\eta$  — соответствующий выбранным весовым коэффициентам свободный член.

В качестве  $P_i$  и  $\Delta P_i$  рассматриваются наиболее значимые потоки активной мощности по линиям электропередачи, активная мощность электростанций и нагрузки, напряжения в узлах и изменения этих параметров при появлении возмущений.

В качестве формирователей доаварийных значений параметров используются звенья с передаточной функцией

$$W(p) = (1 + pT_a)^{-1},$$

постоянная времени которых  $T_a = 10$  с [Л. 3].

Поскольку переходная функция апериодического звена [Л. 5]

$$h(t) = 1 - e^{-t/T_a},$$

можно в первом приближении считать, что при появлении в момент  $t_b$  больших возмущений оценка па-



параметров доаварийного режима будет изменяться во времени по закону

$$P_{oi}(t) = P_{oi}(t_b) + [P_i(t) - P_{oi}(t_b)](1 - e^{\Delta t / T_a}), \quad (12)$$

где  $P_{oi}(t_b)$  — оценка  $i$ -го параметра доаварийного режима в момент  $t_b$ ;  $P_i(t)$  — текущее значение параметра;  $\Delta t = t - t_b$  — длительность рассматриваемого переходного процесса.

Из (11) следует, что при больших возмущениях наибольшие отклонения параметров режима  $\Delta P_i$  будут иметь место в первый момент времени, когда  $\Delta t \ll T_a$ .

Отказ  $i$ -й измерительной системы в момент  $t_0$ , предшествующий появлению возмущения, приведет к ошибке оценки  $i$ -го параметра доаварийного режима, которая к моменту появления возмущающего воздействия  $t_b$  будет составлять

$$\Delta P_{oi} = P_{oi}(t_0) - P_{oi}(t_b). \quad (13)$$

Выдача управляющих воздействий осуществляется устройством дозировки и распределения только после срабатывания пусковых органов, фиксирующих изменения контролируемой схемы. Поэтому оценка погрешности определения управляющих воздействий имеет смысл на момент времени  $t_y$ , когда устройство осуществляет распределение и передачу на энергообъекты соответствующих управляющих воздействий. Поскольку, как правило,  $t_y - t_b \ll T_a$ , с учетом (12) и (13) погрешность управляющего воздействия, обусловленная отказом  $i$ -й измерительной системы

$$\begin{aligned} \Delta P_{yi} = P_{yi} - P_y \approx & \alpha_{oi} \Delta P_{oi} + \beta_{oi} [\Delta P_{oi}^2 + \\ & + 2P_{oi}(t_b) \Delta P_{oi}] + \sum_{j=1}^M \gamma_{oj} P_{oj}(t_b) \Delta P_{oi} - \\ & - \Delta P_i \left[ \alpha_i + \beta_i \Delta P_i + \sum_{j=1}^m \gamma_{ij} P_{oj}(t_b) \right], \end{aligned} \quad (14)$$

где  $P_{yi}$  — управляющее воздействие при отказе  $i$ -й измерительной системы;  $P_y$  — то же при нормальной работе всех измерительных систем.

По статистике нормальных установившихся режимов можно определить среднее по модулю изменение каждого параметра за время  $\tau$ :

$$\|\Delta P_i(\tau)\| = n^{-1} \sum_{j=1}^n \|P_{oi}(j\tau) - P_{oi}(j\tau - \tau)\|, \quad (15)$$

где  $n$  — число рассмотренных временных сечений  $i$ -го параметра.

При отсутствии больших возмущений графики изменений оценок параметров доаварийного режима близки к графикам текущих значений этих параметров. Поэтому в первом приближении можно считать, что

$$\|\Delta P_{oi}(t_b - t_0)\| \approx \|\Delta P_i(\tau)\|$$

при  $\tau = t_b - t_0$ .

Для каждого параметра, ТИ которого передаются к устройству дозировки и распределения, по (14) можно определить график изменения диапазона возможных значений  $\pm \Delta P_{oi}(\tau)$  при  $0 \leq \tau \leq \tau_m$ , где  $\tau_m$  — максимальная длительность отказа. Максимально и минимально возможные значения  $\Delta P_i$  и  $P_{oj}$  каждого параметра, входящего в (14), изве-

стны из предварительных расчетов переходных режимов при различных возмущениях, так как по результатам этих расчетов определяются все коэффициенты в выражении (11).

Последовательно изменяя численные значения каждой переменной выражения (14) в диапазоне от минимума до максимума, можно построить зависимость максимальной погрешности определения управляющего воздействия  $\Delta P_{yim}(\tau)$ , обусловленной отказом  $i$ -й измерительной системы, от длительности отказа. Из каждой зависимости  $\Delta P_{yim}(\tau)$  можно выбрать наибольшее значение  $\Delta P_{yim}$  при  $0 \leq \tau \leq \tau_b$ , где  $\tau_b$  — среднее время восстановления отказа. Если в противоаварийной автоматике задействовано  $N$  измерительных систем, то максимально возможная ошибка определения управляющего воздействия, обусловленная отказом одной из систем,

$$\Delta P_{yk} = \max_{i \in N} |\Delta P_{yim}| \text{ при } 0 \leq \tau \leq \tau_b.$$

Величине  $\Delta P_{yk}$  соответствует некоторое значение длительности отказа  $\tau_k$   $k$ -й измерительной системы, оказывающей наибольшее влияние на погрешность управляющего воздействия.

Максимально возможная ошибка определения управляющего воздействия, обусловленная одновременным отказом двух измерительных систем противоаварийной автоматики

$$\Delta P_{ykl} = \Delta P_{yk} + \max_{i \in N, j \neq k} |\Delta P_{yim}| \text{ при } 0 \leq \tau \leq \tau_k. \quad (16)$$

При этом в (16) в качестве второго слагаемого рассматривается наибольшее значение ошибки управляющего воздействия  $l$ -й измерительной системы. Это значение выбирается путем просмотра соответствующих зависимостей  $\Delta P_{yim}(\tau)$  всех, кроме  $k$ -й, измерительных систем при  $0 \leq \tau \leq \tau_k$ .

Аналогичным образом могут быть получены максимальные оценки погрешности управляющего воздействия при одновременном отказе трех и большего числа измерительных систем.

Для количественной оценки влияния надежности измерительных систем на точность определения управляющих воздействий можно использовать показатель

$$\begin{aligned} \Delta \bar{P}_{y\tau} = & \Delta P_{yk} \omega_0 \tau_b T_r^{-1} + \Delta P_{ykl} \omega_0^2 \tau_b \tau_k T_r^{-2} + \dots \\ & \dots + \Delta P_{ykn \dots N} \omega_0^N \tau_b \tau_k \dots \tau_{N-1} T_r^{-N}, \end{aligned} \quad (17)$$

где  $\Delta P_{yk} \dots N$  — максимально возможная ошибка определения управляющего воздействия, обусловленная одновременным отказом всех измерительных систем противоаварийной автоматики;  $\tau_{N-1}$  — длительность отказа, которой соответствует наибольшее значение  $\Delta P_{yk} \dots N-1$ ;  $T_r = 8760$  ч.

В силу крайне малых значений вероятности отказа измерительных систем противоаварийной автоматики при определении  $\Delta \bar{P}_{y\tau}$  можно ограничиться первыми двумя слагаемыми выражения (17).

**Приложение 1.** В табл. 1 приведена статистика отказов двух измерительных систем за год. Измерительные системы включают в себя группу многоканальных код-импульсных устройств телемеханики, обеспечивающих передачу ТИ на три ступени иерархии диспетчерского управления (диспетчерский пульт энергосистемы — ОДУ — ЦДУ) с двумя промежуточными ретрансляциями.

Таблица 1

Длительность отказов, с	Число отказов		Средняя длительность отказа, с		Дисперсия длительности отказов, с <sup>2</sup>	
	1	2	1	2	1	2
0÷30	7600	10 500	12	14	113	43,5
30÷300	1400	3416	45	50	11 107	4348
300÷1800	100	132	360	450	252 600	86 956
1800÷3600	10	8	6000	8000	16 046 000	6 521 000
Суммарные показатели	9 110	14 056	27,4	31,5	22 188	5615

Анализ данных табл. 1 показывает, что в первом приближении можно принять логарифмически нормальное распределение отказов по времени. При этом плотность вероятности появления отказа, длительность которого не превышает  $\tau$  в соответствии с [Л. 6]

$$l(\tau) = (\sqrt{2\pi}\sigma\tau)^{-1} \lg ee^{-u^2/2}, \quad (\text{П-1})$$

где  $u = \sigma^{-1}(\lg \tau - \lg \tau_0)$ ;  $\lg \tau_0 = M[\lg \tau]$  — математическое ожидание случайной величины  $\lg \tau$ ;  $\sigma^2 = M[\lg \tau - \lg \tau_0]^2$  — среднеквадратичное отклонение.

Для логарифмически нормального распределения [Л. 6] справедливы следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \lg \tau_0 &= \lg \sqrt{[M(\tau)]^4 \{D_\tau + [M(\tau)]^2\}^{-1}}; \\ \sigma^2 &= 2 \lg e [\lg M(\tau) - \lg \tau_0], \end{aligned} \right\} (\text{П-2})$$

где  $M(\tau)$  — средняя длительность отказа, с;  $D_\tau$  — дисперсия длительности отказа, с<sup>2</sup>.

По данным табл. 1 в соответствии с (П-2) получим, что для первой измерительной системы

$$\lg \tau_{01} = \lg \sqrt{27,4^4 (22188 + 27,4^2)^{-1}} = 0,6955;$$

$$\sigma^2_{01} = 2 \lg e (\lg 27,4 - 0,6955) = 0,6408,$$

а для второй измерительной системы

$$\lg \tau_{02} = \lg \sqrt{31,5^4 (5615 + 31,5^2)^{-1}} = \lg 12,21 = 1,087;$$

$$\sigma^2_{02} = 2 \lg e [\lg 31,5 - 1,087] = 0,3571.$$

В табл. 2 приведены фактические и полученные по логарифмически нормальному распределению вероятности нахождения

Таблица 2

Длительность отказов, с	Вероятность отказа			
	1		2	
	фактическая	расчетная	фактическая	расчетная
0÷30	0,8343	0,8342	0,74702	0,7459
30÷300	0,1537	0,1535	0,24303	0,2441
300÷1800	0,0109	0,0111	0,00939	0,0094
1800÷36000	0,0011	0,0012	0,00056	0,0006

длительности отказа в каждом из четырех указанных в табл. 1 диапазонов. При этом фактическая вероятность для каждого диапазона

$$p_i = n_i N^{-1},$$

где  $n_i$  — число отказов, длительность которых лежит в  $i$ -м диапазоне;  $N$  — общее число отказов.

Расчетная вероятность длительности отказов определялась по полученным выше численным характеристикам каж-

дой измерительной системы с учетом (П-1) и таблиц функции нормального распределения [Л. 6].

Достаточно хорошее совпадение фактических и расчетных значений табл. 2 подтверждает гипотезу о логарифмически нормальном распределении длительности отказов измерительных систем.

Приложение 2. Телеизмерения потоков активной мощности осуществляются измерительной системой 1, статистика отказов которой за год приведена в табл. 1. Требуется оценить влияние отказов на точность ТИ, если  $DA^{-2} = 1 \cdot 10^{-2}$ ,  $T = 300$  с;  $T_0 = 3$  с;  $t_n = 0,3$  с [Л. 2].

Неготовность срабатывания измерительной системы

$$q = T_0^{-1} \tau_{01} \omega_0 = \frac{9110 \cdot 27,4}{8760 \cdot 3600} = 791 \cdot 10^{-5}.$$

Увеличение суммарной среднеквадратичной приведенной погрешности ТИ, обусловленное отказами измерительной системы,

$$\Delta \delta_{\text{ср}}^2 = 2DA^{-2} T T_0^{-1} q \left( e^{-t_n/T} - e^{-\frac{t_n + T_0}{T}} \right) =$$

$$= 2 \cdot 10^{-2} \cdot 300 \cdot \frac{1}{3} \cdot 791 \cdot 10^{-5} (e^{-0,3/300} - e^{-3,3/300}) = 156 \cdot 10^{-6}.$$

Таким образом, отказы измерительной системы приводят к увеличению среднеквадратичной погрешности ТИ на  $\Delta \delta_{\text{ср}} = 1,25\%$ .

Приложение 3. Переток активной мощности ограничивается САРЧМ, а ТИ его осуществляются одноканальным кодо-импульсным устройством телемеханики с циклом обновления  $T_0 = 0,2$  с. Максимальная приведенная скорость изменения потока мощности  $V = 0,3$  с<sup>-1</sup>. Уставка САРЧМ выбрана меньше предельно допустимого по устойчивости потока мощности на величину  $\Delta P = 0,2$ .

Максимальная приведенная погрешность технических средств измерительной системы  $\delta_{\text{т.м}} = 0,02$ . Постоянная интегрирования  $T_{\text{и}} = 10$  с.

Требуется оценить максимально допустимую длительность отказа измерительной системы.

Оценку проведем исходя из условия, что максимальная приведенная погрешность управляющего воздействия, определяемая по выражению (9), никогда не должна превышать  $\Delta P$  — разницы между предельно допустимым перетоком и уставкой САРЧМ.

При заданных параметрах измерительной системы

$$\Delta \bar{W}_0 = 0,02 + 0,5 \cdot 0,3 (0,2 + 0,4) + 0,5 \cdot 0,3 \cdot 0,1 (\tau^2 - 0,2\tau).$$

Искомое значение  $\tau$  может быть определено из уравнения

$$0,2 = 0,11 + 0,015\tau^2 - 0,03\tau.$$

Таким образом, длительность отказа не должна превышать  $\tau = 3,65$  с, т. е. САРЧМ будет успешно ограничивать перетоки активной мощности, если отказы измерительной системы по длительности не будут превышать 18 циклов обновления.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малов В. С., Дмитриев В. Ф. Код-импульсные телеизмерительные системы. — М.: Энергия, 1969.
2. Богданов В. А., Савалов С. А., Черня Г. А. Телеинформация в автоматизированных системах диспетчерского управления. — Электричество, 1974, № 8.
3. Устойчивость и противоаварийная автоматика энергосистем при аварийных возмущениях на межсистемной связи/ Л. А. Богуславский, М. С. Израилев, В. Д. Ковалев, А. А. Меклин. — Электрические станции, 1979, № 5.
4. Ковалев В. Д., Федяев И. Б. Формирование алгоритмов противоаварийного управления для обеспечения устойчивости сложных энергосистем. — Электричество, 1978, № 6.
5. Зайцев Г. Ф., Костюк В. И., Чипаев П. И. Основы автоматического управления и регулирования. — Киев: Техника, 1975.
6. Справочник по вероятностным расчетам/ Г. Г. Абезгауз, А. П. Тронь и др. — М.: Воениздат, 1970.

[14.01.81]

# Определение обобщенных параметров больших энергосистем методом диакоптики

ГЕРАСКИН О. Т., канд. техн. наук, ГРИГОРЬЕВ В. А., инж.

Всесоюзный институт повышения квалификации руководящих работников и специалистов Минэнерго СССР

Обобщенные параметры энергосистем применяются при решении многих электроэнергетических задач, таких как расчеты токов короткого замыкания, определение потерь мощности, расчеты установившихся и оптимальных режимов, анализ переходных процессов в энергосистемах и др. [Л. 1].

Для энергосистем средней сложности методы определения  $Z$ -обобщенных параметров известны и используются на практике. Для больших энергосистем с числом узлов 1000 и более такие методы разработаны еще недостаточно.

В настоящее время можно выделить два подхода к решению проблемы определения  $Z$ -обобщенных параметров в больших энергосистемах. Первый подход основан на использовании топологических свойств слабой связности схем энергосистем и разреженности матриц сетей [Л. 2]. Эффективный метод определения матрицы обобщенных параметров  $Z$  с использованием процедуры оптимального упорядоченного исключения Гаусса, динамического способа перенумерации узлов энергосистемы, факторизованного представления обратной матрицы и компактного способа хранения разреженных матриц описан в [Л. 3].

Второй подход основан на использовании принципа декомпозиции энергосистем (методы диакоптики). При этом исходная схема энергосистемы разделяется на ряд более простых подсистем и для каждой из них отдельно вычисляется матрица обобщенных параметров  $Z_v$ . Общее решение получается в результате объединения частных решений с соответствующим пересчетом. Принцип разделения сложных систем на части был впервые предложен Кроном [Л. 4] и позднее получил дальнейшее развитие в работах советских и зарубежных авторов [Л. 5 и 6].

В настоящей статье предлагается новый метод диакоптики для определения матрицы обобщенных параметров  $Z$ . В основу метода положен процесс наращивания схемы энергосистемы из подсистем, связанных деревом, и включения ветвей разделения по одной непосредственно в процессе наращивания. Исследования показали высокую эффективность предложенного метода определения  $Z$ -обобщенных параметров для схем больших энергосистем.

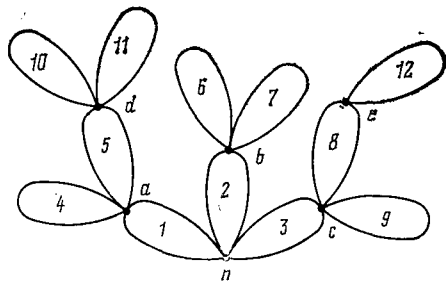


Рис. 1. Энергосистема как совокупность подсистем, связанных деревом.

Разделение схемы производится следующим образом. Из схемы удаляется такое число ветвей, чтобы подсистемы оказались связанными деревом, как показано на рис. 1. Для каждой подсистемы отдельно вычисляется матрица узловых сопротивлений  $Z_v$ ,  $v=1, 2, \dots, s$ . Рассчитать матрицы для отдельных подсистем несложно, поскольку каждая подсистема содержит значительно меньше узлов, чем первоначальная схема энергосистемы. Пусть общий базисный узел  $n$  схемы будет всегда находиться в первой подсистеме. В качестве базисного узла при расчете матрицы  $Z_v$  для других подсистем следует выбирать узел связи данной подсистемы с другой подсистемой, расположенной в дереве ближе к общему базисному узлу  $n$ . В частном случае этот узел связи может быть и общим базисным узлом схемы. Так, например, для подсистем, связанных деревом, на рис. 1 должны быть выбраны следующие узлы: узел  $n$  для подсистем 1, 2 и 3; узел  $a$  для подсистем 4 и 5; узел  $b$  для подсистем 6 и 7; узел  $c$  для подсистем 8 и 9; узел  $d$  для подсистем 10 и 11; узел  $e$  для подсистемы 12.

Сущность предложенного метода диакоптики сводится к процессу наращивания схемы энергосистемы путем последовательного подключения подсистем, связанных деревом, и ветвей разделения по мере того, как появляется возможность их подключения. Наращивание схемы одновременно учитывается в матрице узловых сопротивлений  $Z$ . Наращивание матрицы  $Z$  — поэтапный процесс, который может быть представлен как

$$Z^{(v-1)} \rightarrow Z_{\text{к.д}}^{(v)} \rightarrow Z_n^{(v)} \rightarrow Z^{(v)}, v=2, 3, \dots, s.$$

Каждый очередной этап включает выполнение следующих операций: формирование квазидиагональной матрицы  $Z_{\text{к.д}}^{(v)}$  из матриц  $Z^{(v-1)}$  и  $Z_v$ ; пересчет матрицы  $Z_{\text{к.д}}^{(v)}$  в матрицу  $Z_n^{(v)}$ , где все элементы соответствуют одному базисному узлу  $n$  энергосистемы; пересчет матрицы  $Z_n^{(v)}$  в матрицу узловых сопротивлений  $Z^{(v)}$  путем учета ветвей разделения, связывающих подсистему  $v$  дерева с частью схемы, определяемой матрицей  $Z^{(v-1)}$ .

Операция формирования квазидиагональной матрицы производится по схеме

$$Z_{\text{к.д}}^{(v)} = \left[ \begin{array}{c|c} Z^{(v-1)} & 0 \\ \hline 0 & Z_v \end{array} \right],$$

где матрица  $Z^{(v-1)}$  вычислена относительно общего базисного узла энергосистемы, а матрица  $Z_v$  подсистемы дерева вычислена относительно своего базисного узла. При выполнении данной операции порядок матрицы возрастает. Общий порядок квазидиагональной матрицы  $Z_{\text{к.д}}^{(v)}$  равен сумме порядков матриц  $Z^{(v-1)}$  и  $Z_v$ .

Операция пересчета  $Z_{к.д}^{(v)}$  в матрицу  $Z_n^{(v)}$ , где все элементы соответствуют одному общему базисному углу  $n$  энергосистемы, осуществляется следующим образом. Пусть матрица  $Z_v$  была ранее рассчитана относительно базисного угла  $a$ , который является узлом связи подсистемы  $v$  дерева с частью схемы энергосистемы, определяемой матрицей  $Z^{(v-1)}$ . Прежде всего пересчитывается подматрица  $Z_v$  путем прибавления к каждому ее элементу диагонального члена  $Z_{aa}^{(v-1)}$  из подматрицы  $Z^{(v-1)}$ . Остальные элементы в строках матрицы  $Z_{к.д}^{(v)}$ , соответствующие подматрице  $Z_v$ , получаются путем переноса соответствующих элементов строки  $a$  подматрицы  $Z^{(v-1)}$ , а элементы в столбцах матрицы  $Z_{к.д}^{(v)}$ , соответствующие подматрице  $Z_v$  — путем переноса соответствующих элементов столбца  $a$  подматрицы  $Z^{(v-1)}$ . После выполнения всех указанных действий квазидиагональная матрица  $Z_{к.д}^{(v)}$  преобразуется в матрицу  $Z_n^{(v)}$ . При выполнении данной операции порядок матрицы не меняется.

Операция пересчета  $Z_n^{(v)}$  в матрицу  $Z^{(v)}$  производится путем учета ветвей разделения последовательно по одной. Формулы пересчета матрицы приведены в [Л. 7]. В общем случае подключения ветви разделения с сопротивлением  $z_{ab}$  между узлами  $a$  и  $b$ , где  $a \neq n$  и  $b \neq n$ , элементы матрицы  $Z_n^{(v)}$  пересчитываются в элементы матрицы  $Z^{(v)}$  по формуле

$$Z_{ij}^{(v)} = Z_{n_{ij}}^{(v)} - \frac{(\dot{Z}_{n_{ia}}^{(v)} - \dot{Z}_{n_{ib}}^{(v)}) (\dot{Z}_{n_{ja}}^{(v)} - \dot{Z}_{n_{jb}}^{(v)})}{(\dot{Z}_{n_{aa}}^{(v)} - \dot{Z}_{n_{ab}}^{(v)}) - (\dot{Z}_{n_{ba}}^{(v)} - \dot{Z}_{n_{bb}}^{(v)}) + z_{ab}}$$

В частности, когда один из узлов ветви разделения является общим базисным узлом, например при  $b=n$ , элементы матрицы  $Z_n^{(v)}$  пересчитываются в элементы матрицы  $Z^{(v)}$  по более простой формуле:

$$Z_{ij}^{(v)} = Z_{n_{ij}}^{(v)} - \frac{\dot{Z}_{n_{ia}}^{(v)} \dot{Z}_{n_{ja}}^{(v)}}{\dot{Z}_{n_{aa}}^{(v)} + z_{an}}$$

**Пример.** Исходная схема энергосистемы на рис. 2 содержит 11 узлов и 21 ветвь. После удаления ветвей (4, 11); (1, 6); (7, 5); (5, 9) и (4, 10), которые на рисунке показаны пунктирными линиями, схема энергосистемы разделяется на четыре подсистемы, связанные деревом.

Первая подсистема включает ветви (1, 11); (2, 11); (1, 2); (1, 3) и (2, 3). Матрица узловых сопротивлений  $Z_1$  для этой подсистемы при базисном узле 11:

$$Z_1' = \begin{array}{c|cc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & 1,591 & 1,047 & 1,340 \\ & 2 & 2,380 & 1,639 \\ & & 3 & 5,293 \end{array};$$

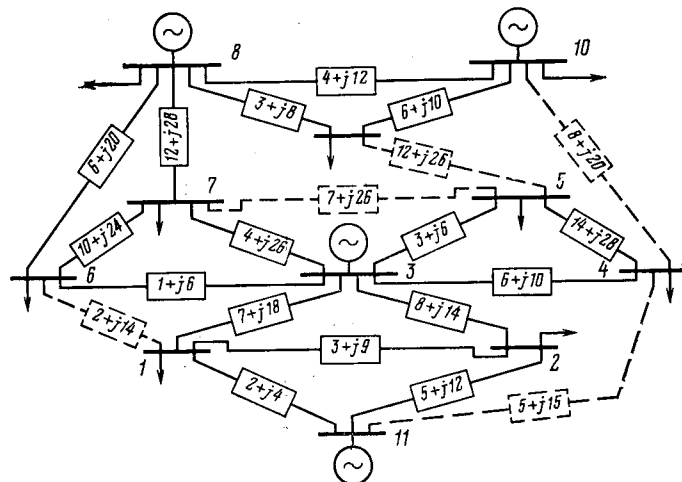


Рис. 2. Схема энергосистемы.

$$Z_1'' = \begin{array}{c|cc} & 1 & 2 & 3 \\ \hline 1 & 3,310 & 2,083 & 2,621 \\ & 2 & 5,751 & 4,132 \\ & & 3 & 11,384 \end{array}.$$

Вторая подсистема включает ветви (3, 4); (4, 5) и (3, 5). Матрица узловых сопротивлений  $Z_2$  при базисном узле 3:

$$Z_2' = \begin{array}{c|cc} & 4 & 5 \\ \hline 4 & 4,452 & 0,758 \\ & 5 & 2,642 \end{array};$$

$$Z_2'' = \begin{array}{c|cc} & 4 & 5 \\ \hline 4 & 7,071 & 1,748 \\ & 5 & 4,964 \end{array}.$$

Третья подсистема включает ветви (3, 6); (3, 7); (6, 7); (6, 8) и (7, 8). Матрица узловых сопротивлений  $Z_3$  при базисном узле 3:

$$Z_3' = \begin{array}{c|ccc} & 6 & 7 & 8 \\ \hline 6 & 0,965 & 0,297 & 0,763 \\ & 7 & 2,655 & 1,070 \\ & & 8 & 4,961 \end{array};$$

$$Z_3'' = \begin{array}{c|ccc} & 6 & 7 & 8 \\ \hline 6 & 5,068 & 2,510 & 4,010 \\ & 7 & 9,280 & 5,326 \\ & & 8 & 16,261 \end{array}.$$

Четвертая подсистема включает ветви (8, 9); (8, 10); (9, 10). Матрица узловых сопротивлений  $Z_4$  при базисном узле 8:

$$Z'_4 = \begin{matrix} & 9 & 10 \\ 9 & \begin{bmatrix} 2,322 & 0,887 \end{bmatrix} \\ 10 & \begin{bmatrix} 2,862 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z''_4 = \begin{matrix} & 9 & 10 \\ 9 & \begin{bmatrix} 5,873 & 3,184 \end{bmatrix} \\ 10 & \begin{bmatrix} 7,241 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Определение матрицы обобщенных параметров  $Z$  энергосистемы методом диакоптики содержит следующие этапы вычисления.

$v=2$ . К подсистеме 1 дерева, определяемой матрицей узловых сопротивлений  $Z^{(1)}=Z_1$ , присоединяется подсистема 2 дерева, определяемая матрицей узловых сопротивлений  $Z_2$ , и подключается ветвь разделения (4, 11).

Квазидиагональная матрица  $Z_{к.д}^{(2)}$ :

$$Z_{к.д}^{(2)'} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 1,591 & 1,047 & 1,340 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 2 & \begin{bmatrix} 2,380 & 1,639 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 3 & \begin{bmatrix} 5,293 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 4 & \begin{bmatrix} 4,452 & 0,768 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 2,642 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z_{к.д}^{(2)''} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 3,310 & 2,083 & 2,621 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 2 & \begin{bmatrix} 5,751 & 4,132 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 3 & \begin{bmatrix} 11,384 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 4 & \begin{bmatrix} 7,071 & 1,748 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 4,964 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

После пересчета элементов матрицы  $Z_{к.д}^{(2)}$  к общему базисному узлу 11 энергосистемы получим матрицу  $Z_{11}^{(2)}$ :

$$Z_{11}^{(2)'} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 1,591 & 1,047 & 1,340 \end{bmatrix} & 1,340 & 1,340 \\ 2 & \begin{bmatrix} 2,380 & 1,639 \end{bmatrix} & 1,639 & 1,639 \\ 3 & \begin{bmatrix} 5,293 \end{bmatrix} & 5,293 & 5,293 \\ 4 & \begin{bmatrix} 9,746 & 6,052 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 7,936 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z_{11}^{(2)''} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 3,310 & 2,083 & 2,621 \end{bmatrix} & 2,621 & 2,621 \\ 2 & \begin{bmatrix} 5,751 & 4,132 \end{bmatrix} & 4,132 & 4,132 \\ 3 & \begin{bmatrix} 11,384 \end{bmatrix} & 11,384 & 11,384 \\ 4 & \begin{bmatrix} 18,454 & 13,132 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 16,347 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

После учета ветви разделения (4, 11) матрица  $Z_{11}^{(2)}$  преобразуется в матрицу обобщенных параметров  $Z^{(2)}$ :

$$Z^{(2)'} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 1,472 & 0,896 & 0,862 & 0,471 & 0,793 \end{bmatrix} \\ 2 & \begin{bmatrix} 2,200 & 1,048 & 0,539 & 0,963 \end{bmatrix} \\ 3 & \begin{bmatrix} 3,398 & 1,820 & 3,125 \end{bmatrix} \\ 4 & \begin{bmatrix} 3,452 & 2,076 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 5,456 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

$$Z^{(2)''} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 1 & \begin{bmatrix} 3,106 & 1,758 & 1,730 & 1,183 & 1,593 \end{bmatrix} \\ 2 & \begin{bmatrix} 5,242 & 2,725 & 1,845 & 2,509 \end{bmatrix} \\ 3 & \begin{bmatrix} 7,512 & 5,115 & 6,917 \end{bmatrix} \\ 4 & \begin{bmatrix} 8,339 & 5,899 \end{bmatrix} \\ 5 & \begin{bmatrix} 11,195 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

$v=3$ . К части энергосистемы, определяемой матрицей узловых сопротивлений  $Z^{(2)}$ , присоединяется подсистема 3 дерева, определяемая матрицей узловых сопротивлений  $Z_3$ , и подключаются ветви разделения (1, 6) и (7, 5).

Квазидиагональная матрица  $Z_{к.д}^{(3)}$ :

$$Z_{11}^{(3)'} = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 1 & \begin{bmatrix} 1,472 & 0,896 & 0,862 & 0,471 & 0,793 \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 2 & \begin{bmatrix} 2,200 & 1,048 & 0,539 & 0,963 \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 3 & \begin{bmatrix} 3,398 & 1,820 & 3,125 \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 4 & \begin{bmatrix} 3,452 & 2,076 \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 5 & \begin{bmatrix} 5,456 \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 6 & \begin{bmatrix} 0,965 & 0,297 & 0,763 \end{bmatrix} \\ 7 & \begin{bmatrix} 2,655 & 1,070 \end{bmatrix} \\ 8 & \begin{bmatrix} 4,961 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z_{к.д}^{(3)''} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	3,106	1,758	1,730	1,183	1,593	0	0	0
2		5,242	2,725	1,845	2,509	0	0	0
3			7,512	5,115	6,917	0	0	0
4				8,339	5,899	0	0	0
5					11,195	0	0	0
6						5,068	2,510	4,010
7							9,280	5,326
8								16,261

После пересчета элементов матрицы  $Z_{к.д}^{(3)}$  к общему базисному узлу 11 энергосистемы получим матрицу  $Z_{11}^{(3)}$ :

$$Z_{11}^{(3)'} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1,472	0,896	0,862	0,471	0,793	0,862	0,862	0,862
2		2,200	1,048	0,539	0,963	1,048	1,048	1,048
3			3,398	1,820	3,125	3,398	3,398	3,398
4				3,452	2,076	1,820	1,820	1,820
5					5,456	3,125	3,125	3,125
6						4,362	3,694	4,161
7							6,053	4,467
8								8,359

$$Z_{11}^{(3)''} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	3,106	1,758	1,730	1,183	1,593	1,730	1,730	1,730
2		5,242	2,725	1,845	2,509	2,725	2,725	2,725
3			7,512	5,115	6,917	7,512	7,512	7,512
4				8,339	5,899	5,115	5,115	5,115
5					11,195	6,917	6,917	6,917
6						12,581	10,022	11,523
7							16,792	12,838
8								23,773

После учета ветвей разделения (1, 6) и (7, 5) матрица  $Z_{11}^{(3)}$  преобразуется в матрицу обобщенных параметров  $Z^{(3)}$ :

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1,425	0,913	1,052	0,585	0,992	1,151	1,066	1,121
2		2,196	0,973	0,503	0,908	0,948	0,951	0,948
3			2,603	1,361	2,398	2,174	2,422	2,260
4				3,181	1,574	1,145	1,358	1,215
5					4,324	2,082	2,809	2,340
6						2,569	2,209	2,476
7							4,327	2,910
8								6,727

$$(3)' =$$

$$Z^{(3)''} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8
1	3,040	1,805	1,999	1,378	1,876	2,232	2,056	2,158
2		5,208	2,524	1,713	2,338	2,345	2,411	2,372
3			6,384	4,331	5,874	5,340	5,863	5,559
4				7,762	5,023	3,685	4,263	3,925
5					9,641	5,176	6,552	5,755
6						8,357	6,411	7,556
7							12,254	8,844
8								19,799

$v=4$ . К части схемы энергосистемы, определяемой матрицей узловых сопротивлений  $Z^{(3)}$ , присоединяется подсистема 4 дерева, определяемая матрицей узловых сопротивлений  $Z_4$ , и подключаются ветви разделения (5, 9) и (4, 10).

Квазидиагональная матрица  $Z_{к.д}^{(4)}$ :

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1,425	0,913	1,052	0,585	0,992	1,151	1,036	1,121	0	0
2		2,196	0,973	0,503	0,908	0,948	0,951	0,948	0	0
3			2,603	1,361	2,398	2,174	2,422	2,260	0	0
4				3,181	1,574	1,145	1,358	1,215	0	0
5					4,324	2,082	2,809	2,340	0	0
6						2,569	2,209	2,476	0	0
7							4,327	2,910	0	0
8								6,727	0	0
9									2,322	0,887
10										2,862

$$Z_{к.д}^{(4)'} =$$

$$Z_{\text{к.д}}^{(4)''} =$$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
1	3,040	1,805	1,909	1,378	1,876	2,232	2,056	2,158	0	0
2		5,208	2,524	1,713	2,338	2,345	2,411	2,372	0	0
3			6,384	4,331	5,874	5,340	5,863	5,559	0	0
4				7,762	5,023	3,685	4,263	3,925	0	0
5					9,641	5,176	6,552	5,755	0	0
6						8,357	6,411	7,556	0	0
7							12,254	8,844	0	0
8								19,799	0	0
9									5,873	3,184
10										7,241

После пересчета элементов матрицы  $Z_{к.д}^{(4)}$  к общему базисному узлу 11 энергосистемы получим матрицу  $Z_{11}^{(4)}$  вида

$$Z_{11}^{(4)'} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1,425	0,913	1,052	0,585	0,992	1,151	1,066	1,121	1,121	1,121
2		2,196	0,973	0,503	0,908	0,948	0,951	0,948	0,948	0,948
3			2,603	1,361	2,398	2,174	2,422	2,260	2,260	2,260
4				3,181	1,574	1,145	1,358	1,215	1,215	1,215
5					4,324	2,082	2,809	2,340	2,340	2,340
6						2,569	2,209	2,476	2,476	2,476
7							4,327	2,910	2,910	2,910
8								6,727	6,727	6,727
9									9,048	7,613
10										9,589

$$Z_{11}^{(4)''} =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	3,040	1,805	1,999	1,378	1,876	2,232	2,056	2,158	2,158	2,158
2		5,208	2,524	1,713	2,338	2,345	2,411	2,372	2,372	2,372
3			6,384	4,331	5,874	5,340	5,863	5,559	5,559	5,559
4				7,762	5,023	3,685	4,263	3,925	3,925	3,925
5					9,641	5,176	6,552	5,755	5,755	5,755
6						8,357	6,411	7,556	7,556	7,556
7							12,254	8,844	8,844	8,844
8								19,799	19,799	19,799
9									25,672	22,983
10										27,040

После учета ветвей разделения (5, 9) и (4, 10) матрица  $Z_{11}^{(4)}$  преобразуется в искомую матрицу обобщенных параметров

$Z = Z^{(4)}$  для полной схемы энергосистемы:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1,412	0,902	1,029	0,638	0,969	1,111	1,018	0,961	0,937	0,879
2		2,187	0,952	0,548	0,880	0,914	0,910	0,824	0,811	0,755
3			2,557	1,455	2,319	2,107	2,335	2,043	2,041	1,904
4				2,977	1,677	1,290	1,532	1,778	1,851	2,083
5					4,043	2,029	2,707	2,431	2,631	2,316
6						2,481	2,108	2,095	2,034	1,890
7							4,207	2,522	2,491	2,284
8								4,724	4,171	3,867
9									5,676	4,061
10										5,427

$Z' =$

$$Z'' =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	3,028	1,795	1,980	1,440	1,863	2,168	1,979	1,897	1,846	1,777
2		5,198	2,504	1,768	2,307	2,294	2,349	2,189	2,168	2,089
3			6,340	4,435	5,781	5,255	5,752	5,288	5,290	5,106
4				7,449	5,119	3,993	4,633	5,151	5,369	5,738
5					9,226	5,203	6,533	6,278	6,680	6,202
6						8,023	6,028	6,094	6,738	5,491
7							11,809	7,213	6,848	6,504
8								13,003	11,076	10,491
9									14,304	11,218
10										14,101

Описанный метод реализован на ЦВМ для использования в расчетах больших энергосистем. Основное достоинство метода состоит в том, что учет удаленных ветвей производится на промежуточных этапах наращивания схемы энергосистемы, когда матрица узловых сопротивлений имеет меньший размер, чем ее конечная форма. Такой подход позволяет значительно сократить общее число вычислительных операций. Предложенный метод диакоптики может быть положен в основу кусочно-последовательного метода решения задачи установившегося режима в больших электроэнергетических системах.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гераскин О. Т. Обобщенные параметры электрических сетей. — М.: Энергия, 1977.
2. Brameller A., Allan R. N., Hamam Y. M. Sparsity its practical application to systems analysis. — London, 1976.
3. Гераскин О. Т., Бяков А. Ю., Бякова Л. П. Метод расчета матриц обобщенных параметров для электрических сетей сверхсложной конфигурации. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 5.
4. Kron G. Diakoptics — a piecewise solution of large-scale systems. — London: MacDonald, 1963.
5. Happ H. H. Z-diakoptics-torn subdivisions Radially attached. — Trans. IEEE, 1967, vol. PAS-86, № 6.
6. Хачатрян В. С., Суханов О. А. Диакоптика и задача определения обобщенных параметров больших энергосистем. — Электричество, 1973, № 4.
7. Гераскин О. Т. Пересчет узловых сопротивлений при изменении схемы замещения электрической сети. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 1.

[12.12.79]

# Расчет электрических характеристик рельсового пути как естественного заземлителя в зонах с вечной мерзлотой

КОСАРЕВ Б. И., КОСОЛАПОВ Г. Н.

МИИТ

Промышленное освоение природных богатств и создание новых промышленных центров в Сибири и на Дальнем Востоке страны предопределяет строительство и электрификацию железных дорог в этих районах. Тяжелые геофизические условия в зонах новых железных дорог, и в первую очередь на Байкало-Амурской магистрали, обусловили ряд научно-технических проблем, к числу которых следует отнести и задачу обеспечения нормируемых значений сопротивлений заземляющих устройств тягового и продольного железнодорожного энергоснабжения в районах с вечной мерзлотой. Высоковольтные ВЛ и подстанции железнодорожного электроснабжения находятся вблизи рельсового пути. Значительная протяженность, соединение с землей в бесконечно большом количестве точек позволяют в обычных условиях использовать рельсовый путь в качестве естественного заземлителя. Однако сложный рельеф местности — значительная доля насыпей из щебенистых грунтов в общей протяженности пути, высокое сопротивление вечномерзлых грунтов — требуют уточнения электрических параметров рельсового пути для новых условий.

При соединении контурного заземлителя электроустановки с сопротивлением растеканию  $R_k$  с рельсовыми путями величина входного сопротивления заземляющего устройства (ЗУ)  $R_{3y}$  может быть оценена по формуле  $R_{3y} = 0,5R_{kZB} / (0,5Z_B + R_k)$ , где  $Z_B = \sqrt{Z_p r_n}$  — волновое сопротивление рельсового пути, Ом;  $Z_p$  — сопротивление контура «эквивалентный рельс — земля», Ом/км;  $r_n$  — переходное сопротивление контура «рельс — земля», Ом·км.

Таким образом, эффективность использования рельсового пути в качестве естественного заземлителя во многом определяется значениями входного сопротивления рельсового пути, которое в свою очередь зависит от переходного сопротивления контура «рельс — земля». Расчет  $r_n$  основывается на исследовании электрического поля токов рельсов в ближней зоне.

В настоящее время имеется ряд методик расчета распределения потенциалов в земле от токов, стекающих с рельсо-шпальной решетки. Расчетная модель [Л. 1] получена для однородного подстилающего грунта, а в [Л. 2] принято двухслойное строение земли, однако влияние насыпей на электрические параметры рельсовых путей не рассматривалось.

В данной статье излагается более общая форма математической модели, описывающей процессы стекания тока с рельсов в неоднородную среду.

При выводе расчетных соотношений воспользуемся допущениями, обычно принимаемыми при расчете гальванического влияния электротяговых сетей [Л. 1—3]. Будем считать, что стекание тока с рельсов происходит с бесконечно большого количества прямоугольных металлических пластин, рас-

положенных с шагом  $\Delta x$ , равным среднему расстоянию между шпалами. Результаты расчетов поля, приведенные в [Л. 4], свидетельствуют о малом значении тока, стекающего с рельсов вдоль тела насыпи. Следовательно, сопротивление растеканию тока со шпалы в балластной призме и насыпи можно учитывать как омические сопротивления параллелепипедов объемами  $\Delta x \Delta S_{\text{ш}}$  и  $\Delta x \Delta S_6$ .

Для принятых допущений расчетная схема представлена на рис. 1. На рисунке обозначены:  $h_6$ ,  $h_n$  — высоты балластной призмы и насыпи;  $h_i$ ,  $\rho_i$  — соответственно мощности и сопротивления слоев земли;  $L$  — ширина основания насыпи.

Для любой точки рельсового пути  $x$  напряжение системы «рельсы — земля» на участке  $\Delta x$  можно записать в виде уравнения [Л. 1]:

$$\dot{U}_p(x) = \Delta \dot{U}_{\text{ш}}(x) + \Delta \dot{U}_6(x) + \Delta \dot{U}_n(x) + \dot{U}_3(x). \quad (1)$$

Здесь  $\Delta \dot{U}_{\text{ш}}(x)$ ,  $\Delta \dot{U}_6(x)$ ,  $\Delta \dot{U}_n(x)$  — падения напряжения на шпале, балласте и насыпи;  $\dot{U}_3(x)$  — потенциал земли.

Сопротивление балластной призмы и насыпи, соответствующие элементарному участку  $\Delta x$  рельсового пути, рассчитаем по формуле:

$$R_6 = \rho_6 \frac{h_6}{\Delta S_6}; \quad R_n = \rho_n \frac{h_n}{\Delta S_n}, \quad (2)$$

где  $\rho_6$ ,  $\rho_n$  — удельные электрические сопротивления материала балласта и насыпи;  $\Delta S_6$ ,  $\Delta S_n$  — площади продольных сечений балластной призмы и насыпи по средней линии для участка рельсового пути  $\Delta x$ .

В [Л. 5] показано, что поле тока, стекающего с пластины, при некотором удалении исследуемых областей пространства от источника приближается к картине поля тока эквивалентного полуцилиндра той же длины и радиусом  $r_{\text{э.ш}} = b/4$ , где  $b$  — ширина пластины. Тогда поле цилиндра, погруженного на половину своего диаметра в землю, параллельно

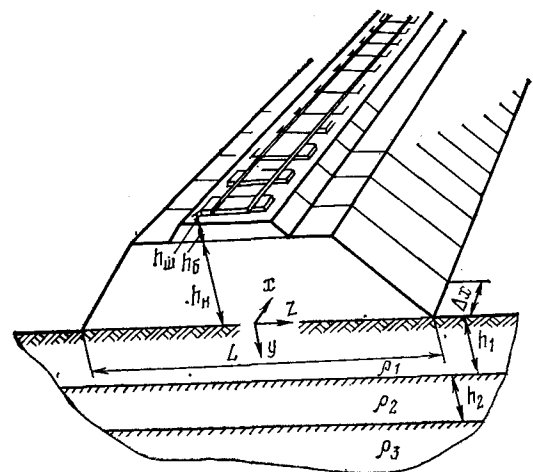


Рис. 1. Расчетная схема для исследования электрического поля в земле от токов, стекающих с рельсо-шпальной решетки.



оси  $z$  и симметрично оси  $x$  в однородном полупространстве описывается выражением:

$$\dot{U} = \frac{i\rho}{2\pi l} \left( \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r^2+y^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r^2+y^2}} \right), \quad (3)$$

$$r^2 = (x_k - x)^2 + z^2,$$

где  $\rho$  — удельное электрическое сопротивление грунта;  $I$  — ток, стекающий с пластины;  $l$  — длина пластины;  $x_k$  — координата центра пластины;  $x$ ,  $y$ ,  $z$  — текущие координаты точки земли, в которой определяется поле.

С учетом многослойной структуры земли распределение потенциалов в первом слое в общем виде может быть найдено из выражения:

$$\dot{U}_1 = \frac{i\rho_1}{2\pi l} \left\{ \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r^2+y^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r^2+y^2}} + \sum_{n=1}^{\infty} q_n \left[ \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r^2+(y+2nh)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r^2+(y+2nh)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r^2+(y-2nh)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r^2+(y-2nh)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r^2+(y-2nh)^2}} \right] \right\}. \quad (4)$$

Здесь  $q_n$  — так называемые коэффициенты эмиссии, определяются структурой и параметрами среды, в которой исследуется электрическое поле. В частном случае однородного полупространства выражение (4) сводится к (3).

При исследовании электрических полей в земле для европейской части СССР обычно принимается двухслойная структура грунта. В этом случае [Л. 5]  $q_n = k_{12}^n$ ;  $n=1, 2, 3, \dots$ ;  $k_{12} = (\rho_2 - \rho_1) / (\rho_1 + \rho_2)$ ;  $h$  — мощность первого слоя земли.

Для районов с вечной мерзлотой в качестве исходной рассматривают трехслойную структуру. Тогда коэффициенты эмиссии вычисляются по рекуррентным формулам, в которых геоэлектрические характеристики грунта определяются следующими независимыми величинами:

$$k_{12} = (\rho_2 - \rho_1) / (\rho_2 + \rho_1);$$

$$k_{23} = (\rho_3 - \rho_2) / (\rho_3 + \rho_2);$$

$$\rho_1 = 2h_1/h; \quad \rho_2 = 2(h_1 + h_2)/h.$$

Здесь  $h$  — общая мера для глубин залегания первого и второго слоев.

В соответствии с [Л. 6]

$$q_n = \begin{cases} 0, & \text{если } n \text{ не кратно } p_1; \\ k_{12}^n, & \text{если } n \text{ кратно } p_1; \text{ для } n < p_2, \\ n = Np_1, & \text{где } N \text{ — целое число;} \end{cases}$$

$$q_n = k_{23}(1 - k_{12}^2) + k_{12}^{p_2} \text{ для } n = p_2 (p_1 \neq 1)$$

$$q_n = k_{12}q_{n-p_1} + k_{23}q_{n-p_2} - k_{12}k_{23}q_{n-p_2+p_1} \text{ для } n > p_2.$$

Вечномерзлые грунты характеризуются незначительной глубиной деятельного слоя  $h_1$ , что в подавляющем большинстве случаев позволяет принимать его мощность в качестве общей меры  $h_1$  и  $h_2$ .

При переходе к модели реального участка пути число пластин, с которых стекает ток, необходимо считать бесконечно большим. Обозначим ток, сте-

кающий с  $m$ -й пластины, через  $I_m$ , а абсциссу центра этой пластины через  $x_m = \Delta x m$ . Тогда потенциал в любой точке верхнего слоя земли следует рассматривать как результат воздействия токов элементарных пластин:

$$\dot{U}_1 = \frac{\rho_1}{2\pi l} \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m \left[ F_1(x_m; y; z; l) + \sum_{n=1}^{\infty} q_n F_2(x_m; y_n; z; l) \right], \quad (5)$$

где

$$F_1(x_m; y; z; l) = \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r_m^2+y^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r_m^2+y^2}};$$

$$F_2(x_m; y_n; z; l) = \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r_m^2+(y+2nh_1)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r_m^2+(y+2nh_1)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l-z}{\sqrt{r_m^2+(y-2nh_1)^2}} + \operatorname{Arsh} \frac{0,5l+z}{\sqrt{r_m^2+(y-2nh_1)^2}};$$

$$r_m^2 = (\Delta x m - x_0)^2 + z^2.$$

Принимая во внимание рекомендации [Л. 3], ток, стекающий с  $m$ -й пластины,

$$I_m = 0,5\gamma\Delta x I e^{-\gamma|\Delta x m - x_0|}.$$

С учетом выражения (5) расчет потенциалов в первом слое земли можно проводить по формуле:

$$\dot{U}_1 = I \frac{\gamma\Delta x}{4\pi l} \rho_1 \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma|\Delta x m - x_0|} \times \left[ F_1(x_m; y; z; l) + \sum_{n=1}^{\infty} q_n F_2(x_m; y_n; z; l) \right] \right\}, \quad (6)$$

где  $\gamma_p = \sqrt{Z_p/r_p}$  — постоянная распространения рельсового пути,  $\text{км}^{-1}$ ;  $\eta$  — коэффициент экранирования рельсового пути;  $x_0$  — абсцисса нагрузки.

В ряде статей [Л. 1 и 2] при расчете полей в неоднородных средах показана целесообразность приведения неоднородной структуры земли к однородной с некоторым удельным электрическим сопротивлением  $\rho_{31}$ . В частном случае для верхнего слоя земли величина  $\rho_{31}$  рассчитывается из равенства потенциалов в любой точке первого слоя для однородной и многослойной земли:

$$\rho_{31} = \rho_1 \left\{ \frac{\sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma|\Delta x m - x_0|} \left[ F_1(x_m; y; z; l) + \sum_{n=1}^{\infty} q_n F_2(x_m; y_n; z; l) \right]}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma|\Delta x m - x_0|} \times \left[ F_1(x_m; y; z; l) + \sum_{n=1}^{\infty} q_n F_2(x_m; y_n; z; l) \right]} \right\}, \quad (7)$$

при  $y \leq h_1$ .

Тогда поле в верхнем слое земли при использовании (6) и (7) описывается выражением:

$$\dot{U}_1 = i \frac{\gamma \Delta x}{4\pi l} \rho_{\text{э1}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma |\Delta x m - x_0|} F_1(x_m; y; z; l). \quad (8)$$

Выражение (8) и формула (7) являются одними из основных соотношений в предлагаемой модели стекания токов с рельсо-шпальной решетки в неоднородное полупространство. Соотношения (7) и (8) позволяют проводить исследование гальванического влияния блуждающих токов рельсов для различных почвенно-климатических зон.

Рассмотрим характеристики удельного эквивалентного сопротивления земли  $\rho_{\text{э1}}$  в районах с вечной мерзлотой. Как показали вычисления при наложении условий  $\rho_2 \gg \rho_1$  и  $\rho_2 \gg \rho_3$ , удельное эквивалентное сопротивление в значительной мере обусловлено удалением исследуемых областей земли от рельсового пути и в пределе стремится к значению сопротивления третьего слоя. Постоянная распространения рельсового пути  $\gamma_p$  и высота насыпи  $h_n$  на характер изменения и величину  $\rho_{\text{э1}}$  практически не влияют.

Определение первичных параметров рельсовых путей приводит к расчету удельного эквивалентного сопротивления земли  $\rho_{\text{э1}}^0$  в месте приложения нагрузки к рельсам, т. е. в начале координат. Однако сложность формулы (7) затрудняет применение этого выражения в проектной практике.

Удельное эквивалентное сопротивление земли в точке, соответствующей началу координат, как показал анализ расчетов, главным образом определяется геоэлектрическими параметрами земли. Для оценки удельного эквивалентного сопротивления в зонах с вечной мерзлотой совокупность рассчитанных по формуле (7) значений  $\rho_{\text{э1}}^0$  при вариациях аргументов с использованием шагового регрессионного метода [Л. 7] была аппроксимирована зависимостью от сопротивлений  $\rho_i$  и мощностей  $h_i$  слоев земли:

$$\rho_{\text{э1}}^0 = 1,2747 \rho_1^{0,2741} \rho_2^{0,4428} \rho_3^{0,1721} h_1^{-0,3984} h_2^{0,2961}; \quad (9)$$

$$\rho_2/\rho_1 = \rho_2/\rho_3 \approx 5; \quad \rho_2 \approx 2000 \text{ Ом} \cdot \text{м};$$

$$1 \text{ м} \leq h_1 \leq 10 \text{ м}; \quad 5 \text{ м} \leq h_2 \leq 50 \text{ м}.$$

На рис. 2 приведена номограмма для расчета  $\rho_{\text{э1}}^0$  по выражению (9). Стандартная ошибка оценки удельного сопротивления земли, рассчитанная по (9), меньше 10% среднего значения  $\rho_{\text{э1}}^0$ .

Переходное сопротивление контура «рельсы — земля» для железных дорог переменного тока определим на примере участков с железобетонными шпалами. Для этого воспользуемся уравнением условия электрического равновесия (1).

В соответствии с [Л. 3] ток, стекающий с пластин в месте приложения нагрузки  $I$  к бесконечному пути равен

$$\Delta I_{|x=0} = 0,5 \gamma_p \Delta x I. \quad (10)$$

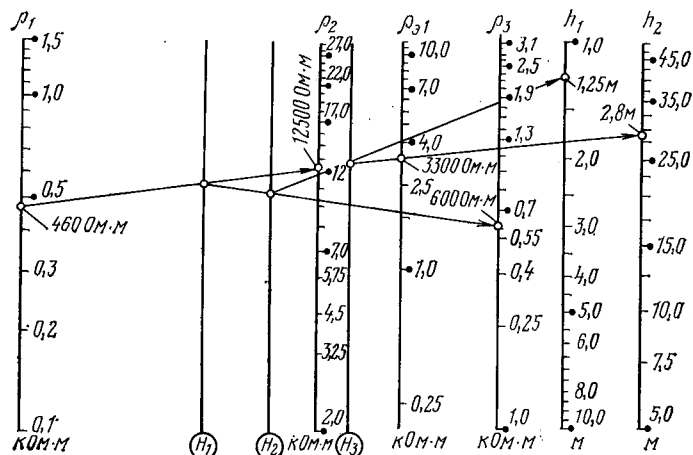


Рис. 2. Номограмма для определения эквивалентного сопротивления трехслойного грунта.

Тогда падения напряжения в условии электрического равновесия (1) с учетом (2) и (10) примут вид [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{p|x=0} &= 0,5 \gamma_p \dot{I}; \quad \Delta \dot{U}_{\text{ш}|x=0} = 0,5 \gamma_p \Delta x R_{\text{ш}} \dot{I}; \\ \Delta \dot{U}_{\text{б}|x=0} &= 0,5 \gamma_p \Delta x \rho_{\text{б}} \frac{h_{\text{б}}}{\Delta S_{\text{б}}} \dot{I}; \\ \Delta \dot{U}_{\text{н}|x=0} &= 0,5 \gamma_p \Delta x \rho_{\text{н}} \frac{h_{\text{н}}}{\Delta S_{\text{н}}} \dot{I}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Значения  $\Delta \dot{U}_{\text{б}|x=0}$  для балластной призмы средних размеров, а также  $\Delta \dot{U}_{\text{н}|x=0}$  с учетом размеров поперечного сечения тела насыпи определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{U}_{\text{б}|x=0} &= 0,0614 \gamma_p \rho_{\text{б}} \dot{I}; \\ \Delta \dot{U}_{\text{н}|x=0} &= \gamma_p \rho_{\text{н}} \frac{h_{\text{н}}}{11,6 + 3h_{\text{н}}} \dot{I}. \end{aligned} \quad (12)$$

Потенциал на поверхности земли под осью рельсового пути найдем с помощью выражения (8):

$$U_3(0; 0; 0) = \gamma_p \rho_{\text{э1}}^0 I F_3(x_m; l; r_{\text{э.ш}}), \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} F_3(x_m; l; r_{\text{э.ш}}) &= \frac{\Delta x}{2\pi l} \left[ e^{-\gamma_p r_{\text{э.ш}}} \text{Arsh} \frac{l}{2r_{\text{э.ш}}} + \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{m=1}^{\infty} e^{-\gamma_p \Delta x m} \text{Arsh} \frac{0,5l}{\sqrt{(\Delta x m)^2 + r_{\text{э.ш}}^2}} \right]. \end{aligned}$$

Расчеты показали, что модуль функции  $F_3(x_m; l; r_{\text{э.ш}})$  — более чем на порядок превышает минимую составляющую. Это позволило с незначительной погрешностью в дальнейшем искать решение только в области действительных значений. В процессе анализа результаты вещественной части функции  $F_3(x_m; l; r_{\text{э.ш}})$  оказалось возможным аппроксимировать неполным полиномом второго порядка от двух переменных  $|\gamma_p|$  и  $h_{\text{н}}$ :

$$F_3(x_m; l; r_{\text{э.ш}}) \approx a_0 + \frac{a_1}{|\gamma_p|} + \frac{a_2}{|\gamma_p|^2} + a_3 h_{\text{н}} + a_4 h_{\text{н}}^2, \quad (14)$$

где  $a_0 = 0,91$ ;  $a_1 = 0,0664$ ;  $a_2 = -0,0141$ ;  $a_3 = -0,0617$ ;  $a_4 = 0,0046$ ;  $0,1 \leq \gamma_p \leq 2 \text{ км}^{-1}$ ;  $0 \leq h_{\text{н}} \leq 8 \text{ м}$ .

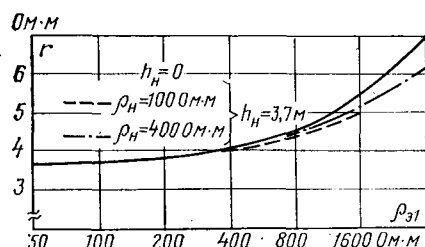


Рис. 3. Кривые изменения переходного сопротивления контура «рельсы — земля» при средних значениях исходных параметров.

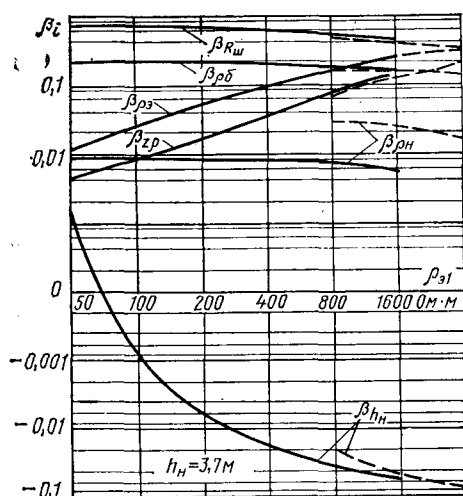


Рис. 4. Функции чувствительности переходного сопротивления контура «рельсы — земля».

—  $\rho_n = 100$  Ом·м; ---  $\rho_n = 400$  Ом·м.

После того, как все составляющие уравнения электрического равновесия найдены, выполнив несложные преобразования, имеем:

$$(0,0283\rho_{01}^0 + z_p) \frac{r_n}{z_p} + 0,1327\rho_{01}^0 \sqrt{\frac{r_n}{z_p}} - R = 0, \quad (15)$$

где

$$R = \left[ \Delta x R_{ш} + 0,1228\rho_6 + 2\rho_n \frac{h_n}{11,6 + 3h_n} + 2\rho_{01}^0 (a_0 + a_3 h_n + a_4 h_n^2) \right].$$

Здесь  $\rho_6$ ,  $\rho_n$ ,  $\rho_{01}^0$  — в кОм·м;  $R_{ш}$  — в кОм;  $z_p$  — в Ом/км;  $h_n$  — в метрах.

Уравнение (15) имеет два действительных корня разных знаков. В соответствии с физическим смыслом искомое значение переходного сопротивления контура «рельсы — земля» численно равно квадрату положительного корня уравнения (15).

Соотношение (15) для определения переходного сопротивления контура «рельсы — земля» является новым и в сочетании с формулой (7) позволяет производить расчеты на участках железных дорог с насыпями в районах с различной геоэлектрической структурой грунта. Входящие в это выражение значения сопротивлений шпал, балласта, геоэлектрических параметров насыпи и земли могут определяться непосредственно измерениями по методике

[Л. 8] на исследуемом участке пути. Удельное эквивалентное сопротивление земли в районах с вечной мерзлотой рекомендуется рассчитывать по выражению (8). Для двухслойной среды в качестве величины  $\rho_{01}^0$  можно принимать значение удельного сопротивления второго слоя земли.

Необходимо иметь в виду, что геоэлектрические параметры земли и насыпи, сопротивления балластной призмы и шпал в силу объективных причин подвержены определенным изменениям. Изменение сопротивлений составляющих, естественно, приводит к некоторому рассеянию значений  $r_n$ . Поэтому в общем виде переходное сопротивление контура «рельсы — земля» можно рассматривать как функцию ряда случайных аргументов. В связи с этим появляется необходимость оценки значимости влияния приращений аргументов на стабильность переходного сопротивления контура «рельсы — земля». Особую важность приобретает оценка степени влияния на величину  $r_n$  электрических характеристик насыпи и подстилающего грунта. Это исследование должно показать, насколько достоверно выражение (16) при определении параметров рельсового пути в случае значительных изменений высоты насыпей на сильно пересеченных местностях.

Такой анализ можно выполнить с помощью аппарата теорий чувствительности [Л. 9]. В задачах надежности автоматических систем при исследовании чувствительности устройств к вариациям параметров получила распространение величина

$$\beta_i = \frac{\partial f_i(\bar{x}_1; \bar{x}_2; \dots; \bar{x}_n)}{\partial x_i} \frac{\bar{x}_i}{f(\bar{x}_1; \bar{x}_2; \dots; \bar{x}_n)}, \quad (16)$$

называемая коэффициентом чувствительности. Здесь  $\partial f_i(\bar{x}_1; \bar{x}_2; \dots; \bar{x}_n) / \partial x_i$  — частная производная выходной характеристики  $f(\bar{x}_1; \bar{x}_2; \dots; \bar{x}_n)$  по  $x_i$  при средних значениях параметров.

Определение коэффициентов чувствительности переходного сопротивления контура «рельсы — земля» проводилось численным дифференцированием. Некоторые результаты расчетов коэффициентов

$\beta_i \left( \sum_{i=1}^n \beta_i = 1 \right)$ , а также кривые зависимости  $r_n = f(\rho_{01}^0)$ , вычисленные при средних значениях исходных параметров, представлены на рис. 3 и 4. Анализ расчетов показывает, что изменение сопротивления насыпей заметно сказывается на величине  $r_n$  лишь в случае  $\rho_n > \rho_{01}^0$  и удельных эквивалентных сопротивлений грунтов свыше 2500 Ом·м. В зонах с вечномёрзлыми грунтами величина  $r_n$  более чем на 1/3 обусловлена значениями удельного эквивалентного сопротивления  $\rho_{01}^0$ . В частности, получено, что для условий европейской части СССР переходное сопротивление практически полностью определяется электрическим сопротивлением шпал и балластной призмы, что совпадает с выводами [Л. 1].

Контроль точности расчета коэффициентов чувствительности производился по значениям вторых частных производных, причем оказалось, что вторые производные для доминирующих аргументов незначительны. Учитывая это положение, совокупности рассчитанных значений переходного сопротив-

Таблица 1

Географическая зона	Характеристика участка железной дороги	$b_0$	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$\delta$	$\varepsilon, \%$
Центр европейской части СССР	без насыпей с насыпями	-0,001 -0,043	0,123 0,123	0,550 0,550	1,972 1,710	0,002 0,043	— 0,005	— 0,259	0 0,021	0 0,53
Районы с вечной мерзлотой	без насыпей	0,123	0,119	0,536	1,864	0,141	—	—	0,032	0,48
	насыпи из обычных грунтов	0,102	0,150	0,538	1,586	-0,478	0,062	0,273	0,462	6,40
	насыпи из щебенистых грунтов	-0,925	0,136	0,540	1,582	0,999	0,132	0,259	0,421	5,30

ления контура «рельсы — земля» были аппроксимированы линейной зависимостью:

$$r_{\Pi} = b_0 + b_1 r_6 + b_2 R_{\Pi} + b_3 r_{\text{эл}}^0 + b_4 z_p + b_5 h_{\Pi} + b_6 r_{\Pi}, \text{ Ом} \cdot \text{км}. \quad (17)$$

Размерности параметров соотношения (17) аналогичны размерностям для формулы (15).

Значения коэффициентов аппроксимации  $b_i$ , стандартной ошибки  $\delta$ , стандартной ошибки относительно среднего  $\varepsilon$  приведены в табл. 1.

Установленные зависимости переходного сопротивления контура «рельсы — земля» от основных электрических характеристик элементов верхнего строения пути, насыпи и земли дают возможность всесторонне проанализировать изменения  $r_{\Pi}$ . Однако более объективная оценка величины переходного сопротивления контура «рельсы — земля» возможна с помощью закона распределения [Л. 2]. Закон распределения может быть получен путем статистического моделирования на ЦВМ с помощью предложенной математической модели переходного сопротивления. При этом использование законов распределения компонентов модели позволяет косвенно учесть неоднородность структуры верхнего строения пути и земли, тем самым приближая значения  $r_{\Pi}$  к реальным условиям. Отметим, что во время эксплуатации происходит засорение и измельчение материала балластной призмы, появляются микротрещины в шпалах. Засорение шпал и балластной призмы токопроводящей пылью, смачивание соляными растворами резко уменьшает их поверхностное сопротивление, что в результате может более чем на порядок уменьшить сопротивление контура «рельсы — земля». Поэтому в нашем случае при определении входного сопротивления рельсового пути наибольшую важность представляет величина переходного сопротивления именно для нового и сухого верхнего строения пути.

При моделировании использованы результаты исследования геоэлектрических параметров подстилающих грунтов, насыпи и верхнего строения пути, выполненного ранее в научно-исследовательской лаборатории «Электробезопасность на железнодорожном транспорте» МИИТ.

В частности, для нового верхнего строения пути с железобетонными шпалами в летний сухой период статическим моделированием установлено, что вариации  $r_{\Pi}$  могут быть описаны логарифмически-нормальным законом [Л. 7]. Результаты расчетов приведены в табл. 2.

Полученные законы распределения, доверительные интервалы изменения переходного сопротивления контура «рельсы — земля» могут использоваться при анализе мешающего и опасного влияний

Таблица 2

Географическая зона	Характеристика участка железной дороги	$\frac{M(r_{\Pi})}{S(r_{\Pi})}, \text{ Ом} \cdot \text{км}$	$\frac{m_{1g} r_{\Pi}}{S_{1g} r_{\Pi}}$	95%-ный доверительный интервал изменения $r_{\Pi}, \text{ Ом} \cdot \text{км}$
Центральная европейская часть СССР	без насыпей	3,92 0,88	0,582 0,096	2,49 ÷ 5,94
	с насыпями	3,92 0,90	0,582 0,098	2,45 ÷ 5,94
Районы с вечной мерзлотой	без насыпей	6,85 1,53	0,825 0,096	4,36 ÷ 10,37
	насыпи из обычных грунтов	7,19 1,78	0,844 0,106	4,37 ÷ 11,33
	насыпи из щебенистых грунтов	7,95 1,91	0,888 0,103	4,82 ÷ 12,40

электроотяговых сетей переменного тока, исследовании условий электробезопасности обслуживания и выборе конструктивных параметров ЗУ элементов цепи обратного тока электрифицированных железных дорог.

Статистическое моделирование подтвердило ранее выдвинутое предположение о малой зависимости  $r_{\Pi}$  от электрических параметров насыпи и определенном увеличении переходного сопротивления в районах с вечной мерзлотой.

Рассчитанные значения переходного сопротивления контура «рельсы — земля» для участков Байкало-Амурской магистрали согласуются с результатами экспериментов, проведенных другими организациями на Забайкальской железной дороге в зонах с вечномерзлыми грунтами, а также на участке БАМ — Тынды. Расхождения в оценках средних значений входного сопротивления рельсового пути не превысили 15%.

Рассмотрим условия использования рельсового пути в качестве естественного заземлителя. Согласно действующим Правилам устройства электроустановок сопротивления контурных заземлителей электроустановок не должны превышать нормируемых значений. Определенные ограничения к возможным величинам сопротивлений ЗУ предусмотрены и в проекте новых Правил [Л. 10].

Как уже отмечалось ранее, входное сопротивление заземлителя при соединении с рельсовыми путями для конечных значений  $r_{\Pi}$  в основном определяется входным сопротивлением рельсового пути.

Используя результаты анализа стабильного переходного сопротивления, проведенного статистическим моделированием, несложно показать, что и в зимних условиях при промерзании первого слоя

земли входное сопротивление рельсового пути не превысит нормируемых значений сопротивлений заземлителей для электроустановок как с эффективно заземленной, так и с изолированной нейтралью. Необходимым условием, обеспечивающим возможность использования рельсовых путей в качестве эффективных естественных заземлителей, является применение рельсовых цепей с путевыми дроссель-трансформаторами и рабочими частотами сигнальных токов автоблокировки, отличными от 50 Гц. В этом случае заземляющие устройства следует выполнять в виде выравнивающих сеток, конструктивные параметры которых выбираются по допустимым напряжениям прикосновения, либо допустимому значению потенциала заземлителя относительно удаленной земли [Л. 4].

Теоретическое и экспериментальное исследования нашли свое отражение в проекте последней редакции ПУЭ при определении условий использования рельсового пути неэлектрифицированных участков в качестве естественных заземлителей. Внедрение данного предложения позволило значительно снизить стоимость сооружения установок и ВЛ продольного электроснабжения на участке БАМ — Тында — Беркатит Байкало-Амурской железнодорожной магистрали.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карякин Р. Н. Гальваническое влияние тяговых сетей переменного тока. — Электричество, 1965, № 8.
2. Косарев Б. И. Статическое моделирование переходного сопротивления «рельс — земля» на электрифицированных участках с деревянными шпалами. — Электричество, 1977, № 9.
3. Стрижевский И. В., Дмитриев В. И. Теория и расчет влияния электрифицированной железной дороги на подземные металлические сооружения. — М.: Стройиздат, 1967.
4. Косолапов Г. Н. Заземление устройств электроснабжения в тяговых сетях 2×25 кВ магистральных железных дорог: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М., 1979. В надзаг.: МПС СССР, МИИТ.
5. Бурсиан В. Р. Теория электромагнитных полей, применяемых в электроразведке. — М.: Недра, 1972.
6. Майе Р. Математические основания электроразведки постоянным током. — М.; Л.: ОНТИ, 1935.
7. Хальд А. Математическая статистика с техническими приложениями. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1956.
8. Костилов В. У., Кандаев В. А., Холод А. В. Определение переходных параметров металлического покрова кабеля в шланговом покрытии. — В кн.: Вопросы влияния внешних электромагнитных полей на линии железнодорожной связи. — Омск: Изд-ние Омского ин-та инж. ж.-д. транспорта, 1978.
9. Бессонов А. А. Прогнозирование характеристик надежности автоматических систем. — М.: Энергия, 1971.
10. Якобс А. И. Нормирование электрических характеристик и конструктивных параметров заземляющих устройств с большими токами замыкания на землю. — Промышленная энергетика, 1974, № 9.

[23.02.81]



УДК [621.314.26:621.316.1].001.24

## Влияние непосредственных преобразователей частоты на питающую сеть

ЖЕМЕРОВ Г. Г., канд. техн. наук, КОЛЯНДР И. Л., инж.

Харьков

Процессы коммутации в вентильных преобразователях частоты с непосредственной связью (НПЧ), приводящие к скачкообразному изменению параметров цепей, и изменение тока нагрузки НПЧ во внекоммутационные интервалы приводят к искажению напряжения питающей сети. Колебания напряжения питающей сети связаны с изменением величин и фаз гармоник первичного тока преобразователя, причем решающее влияние на колебания оказывает основная гармоника тока. Особенность влияния вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью на питающую сеть по сравнению с управляемыми выпрямителями заключается в циклическом характере их нагрузки, одновременной работе сдвинутых относительно друг друга по выходному напряжению на фиксированный угол нескольких преобразователей (по числу фаз нагрузки), зависимости периода повторяемости от силовой схемы вентильного преобразователя, его вторичной фазности и отношения частот на входе и выходе НПЧ — параметра  $p$ .

Влияние НПЧ на питающую сеть рассматривалось в [Л. 1] при допущении бесконечно большого числа пульсаций в кривой выходного напряжения, что с определенной погрешностью позволяет определить только колебания (отклонения) напряжения питания при низкой частоте на выходе преобразователя.

Искажения формы и колебания напряжения определяются в точке подключения преобразователя частоты к питающей сети (рис. 1). Их величины необходимо рассматривать в зависимости от следующих параметров:

номинальной мощности преобразователя частоты

$$S = m_2 \frac{U_0}{\sqrt{2}} \frac{I_m}{\sqrt{2}}, \quad (1)$$

где  $m_2$  — фазность нагрузки преобразователя;  $U_0$  — амплитуда основной гармоники выходного напряжения полностью открытого преобразователя в режиме холостого хода при  $p \rightarrow \infty$ ;  $I_m$  — амплитуда номинального значения синусоидального тока нагрузки;

мощности короткого замыкания питающей сети в точке присоединения преобразователя

$$P_K = 3U_c^2 / x_c, \quad (2)$$

где  $U_c$  — номинальное действующее значение фазного напряжения первичной цепи НПЧ;  $x_c$  — индуктивное сопротивление сети за точкой подключения преобразователя, общее для вентильных групп всех фаз НПЧ;

напряжения короткого замыкания цепи питания фазы преобразователя, включая общую цепь питания за точкой подсоединения преобразователя, подводящие провода, кабели и питающий трансформатор или сетевой реактор каждой фазы преобразователя,  $e_K$ .

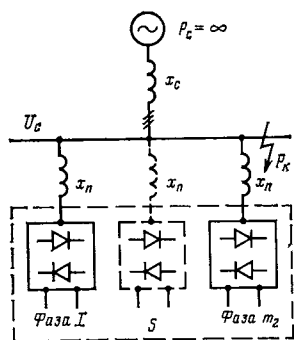


Рис. 1. Однолинейная схема трехфазно —  $m_2$ -фазного НПЧ.

При анализе приняты допущения: вентили идеальны; уравнильный ток между реверсивными вентильными группами отсутствует; ток нагрузки синусодален; система импульсно-фазового управления имеет арккосинусоидальную характеристику; сопротивление сети чисто индуктивное; взаимное влияние вентильных преобразователей разных фаз нагрузки через питающую сеть отсутствует.

ет, что при реальных соотношениях сопротивления сети и питающего преобразователя трансформатора приводит к ошибке не более 5% [Л. 2]; емкостное сопротивление линии электропередачи не учитывается, поскольку оно значительно превосходит индуктивное: отношение емкостного сопротивления к индуктивному для основной гармоники при частоте питающей сети 50 Гц в случае использования трехжильного кабеля — величина пятого порядка, а для воздушной линии — седьмого [Л. 3].

При анализе учитывались: число пульсаций вентильной группы ( $m=3, 6, 12$ ); число фаз нагрузки ( $m_2=1, 2, 3$ ); схема соединения трансформатора; угол сдвига нуля тока нагрузки относительно нуля напряжения управления  $\varphi_2$ ; отношение амплитуд сигнала управления и опорной синусоиды системы импульсно-фазового управления  $v$ ; э. д. с. короткого замыкания  $e_k$ .

Рассматриваемый метод учета влияния непосредственных преобразователей частоты на питающую сеть полностью применим в случае отсутствия батарей конденсаторов поперечно-емкостной компенсации. При включении в сеть компенсирующих конденсаторов, в которых могут быть совмещены функции повышения коэффициента мощности на входе преобразователя частоты и фильтрации (уменьшения влияния высших гармоник тока, потребляемого преобразователем, на форму питающего напряжения), основная гармоника сетевого тока практически не изменяется (индуктивное сопротивление сети значительно меньше индуктивного сопротивления потребителей, подключенных к ней), а гармоники высоких порядков уменьшаются. Для исключения резонансных явлений последовательно с конденсаторами, как правило, включаются реакторы. В этом случае предлагаемый метод может быть использован только для расчета колебаний напряжения питающей среды.

Принимаем синусоидальное напряжение управления

$$e_{yx} = v \sin \left[ \frac{\omega t}{p} + \varphi_2 + \frac{\pi}{m_2} (n_0 - 1) - \pi (s - 1) \right], \quad (3)$$

где

$$n_0 = \begin{cases} 1 & \text{— для фазы 1 нагрузки;} \\ 2 & \text{— для фазы 2 нагрузки;} \\ 3 & \text{— для фазы 3 нагрузки;} \end{cases}$$

$s$  — номер полупериода тока нагрузки  $n_0$ -й фазы  $m_2$ -фазного преобразователя частоты, равный целой части выражения

$$\frac{\omega t}{p} + \frac{n_0 - 1}{m_2} + 1, \quad (4)$$

где  $\omega$  — круговая частота питающей сети;  $t$  — время.

При анализе напряжения всех преобразователей независимо от пульсности вентильной схемы при равном числе фаз нагрузки приводятся к одинаковой величине  $U_0$ , что достигается введением коэффициентов трансформации, значения которых приведены в таблице. За базовое значение принята величина  $U_0$  шестипульсного мостового преобразователя с коэффициентом трансформации

$$n_T = U_c / E_{ma}, \quad (5)$$

где  $E_{ma}$  — амплитуда анодного напряжения мостового преобразователя.

Рассматриваются НПЧ одинаковой мощности независимо от числа фаз нагрузки, для чего амплитуда анодного напряжения преобразователя должна быть обратно пропорциональна  $m_2$ . Все силовые схемы для анализа приведены к эквивалентной нулевой схеме [Л. 4]. Условием эквивалентности исходной и анализируемой схем преобразователей является равенство по величине и по времени первичных токов, напряжений на выходе, абсцисс включения вентилей и углов коммутации, что достигается введением эквивалентного коэффициента трансформации  $n_{T, \Delta}$  и угла сдвига опорной синусоиды с номером  $k=0$  относительно сетевого напряжения фазы  $A$  —  $\sigma_0$  (см. таблицу).

Все расчеты проведены для периода повторяемости  $T$ , равного при четном  $m$  наименьшему интервалу времени, в котором укладывается целое число периодов питающего напряжения  $r$  и целое число пульсаций  $r\pi/m_2$  тока нагрузки  $q$ . При  $m=3$  из-за неэквивалентности положительного и отрицательного полупериодов тока нагрузки этот период удваивается.

При анализе принята следующая последовательность расчета: определение периода повторяемости, вычисление абсцисс включения вентилей всех фаз нагрузки преобразователя, порядковых номеров включенных вентилей, углов коммутации и, в зависимости от типа интервалов (внекоммутационный, с одной или двумя коммутациями), падения напряжения от тока нагрузки на индуктивном сопротивлении сети. Расчеты выполнены на ЭВМ.

Из рис. 2 следует, что опорное напряжение

$$e_{ox} = - \sin \left( \omega t - \delta_0 - \frac{\pi}{3} \frac{[1 - (-1)^{n_0+s}][1 - (-1)^m]}{4} + \varphi_2 p - \frac{2\pi}{m} k \right), \quad (6)$$

где  $\delta_0$  — угол сдвига опорной синусоиды с номером  $k=0$  относительно нуля напряжения управления.

Абсциссы включения тиристоров  $\omega t_{j, n_0}$  определяются решением трансцендентного уравнения

$$e_{ox} = e_{yx}. \quad (7)$$

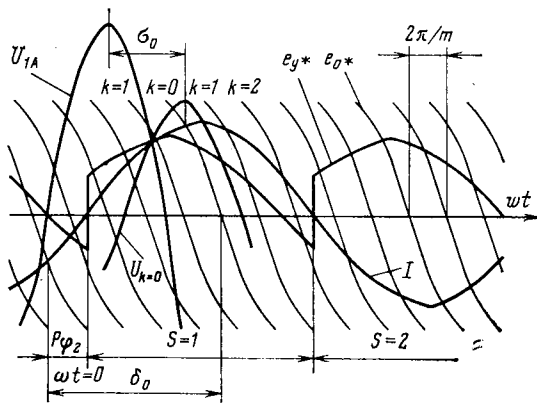


Рис. 2. К определению текущих значений питающих напряжений и абсцисс включения тиристоров.

При принятой системе отсчета анодное напряжение на  $k$ -м тиристоре эквивалентной схемы

$$u_k = \frac{\sqrt{2}U_c}{n_{т.э}} \left( \frac{m-1}{m} \pi - \delta_0 + p\varphi_2 - \frac{2\pi}{m} k - \frac{\pi}{3} \frac{[1 - (-1)^{n_0+s}][1 - (-1)^m]}{4} + \omega t \right). \quad (8)$$

Угол коммутации определяется из уравнения:

$$\begin{aligned} & -\sin \left( \omega t_{jn_0} - \delta_0 + p\varphi_2 - \frac{2\pi}{m} k \right) + \\ & + \sin \left( \omega t_{jn_0} + \gamma_{jn_0} - \delta_0 + p\varphi_2 - \frac{2\pi}{m} k \right) = \\ & = bg \frac{\sin \left[ \frac{\omega t_{jn_0}}{p} - \pi(s-1) \right]}{2} + \\ & + \sin \left[ \frac{\omega t_{jn_0} + \gamma_{jn_0}}{p} - \pi(s-1) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

где  $g = ae_k$ ;  $e_k$  и  $b$  определяются из таблицы, причем индуктивное сопротивление сети приведено к цепи нагрузки;  $a$  — отношение амплитуд токов нагрузки преобразователя и номинального.

В общем случае влияние вентильного преобразователя частоты с непосредственной связью на питающую сеть может быть учтено путем определения падения напряжения на индуктивном сопротивлении сети от каждого из гармоник первичного тока, разложенного в ряд Фурье. Однако такой метод трудоемок, поскольку сходимость суммы квадратов действующих значений падений напряжения

Номер п/п.	Схемы соединения обмоток трансформатора	Тип вентильной группы преобразователя	Расчетные параметры						
			$\frac{\omega_1}{\omega_2}$	$n_{т.э}$	$\sigma_0$	$e_k$	$b$	$c_1$	$c_2$
1	$\frac{\lambda}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = 1}{\omega_2 = \frac{2}{m_2 n_T}}$	$m = 3,$ нулевая	$\frac{m_2 n_T}{2}$	$\frac{m_2 n_T}{2}$	0 (полож.) $\frac{\pi}{3}$ (отриц.)	$e_n + \frac{\sqrt{3}e_c}{\sqrt{2}d}$	2	$\frac{4\sqrt{2}\pi}{3\sqrt{3}}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{3\sqrt{3}}$
2	$\frac{\Delta}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = \sqrt{3}}{\omega_2 = \frac{2}{m_2 n_T}}$	$m = 3,$ нулевая	$\frac{\sqrt{3}m_2 n_T}{2}$	$\frac{m_2 n_T}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$ (полож.) $\frac{\pi}{6}$ (отриц.)	$e_n + \frac{e_c}{\sqrt{6}d}$	2	$\frac{4\sqrt{2}\pi}{3\sqrt{3}}$	$\frac{2\sqrt{3}\pi}{3\sqrt{3}}$
3	$\frac{\Delta}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = \sqrt{3}}{\omega_2 = \frac{\sqrt{3}}{m_2 n_T}}$	$m = 6,$ нулевая	$m_2 n_T$	$\frac{m_2 n_T}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$e_n + \frac{bc}{2\sqrt{3}d}$	$2\sqrt{6}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$
4	$\frac{\lambda}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = 1}{\omega_2 = \frac{1}{m_2 n_T}}$	$m = 6,$ мостовая	$m_2 n_T$	$\frac{m_2 n_T}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$e_n + \frac{e_c}{d}$	$\sqrt{2}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
5	$\frac{\Delta}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = \sqrt{3}}{\omega_2 = \frac{1}{m_2 n_T}}$	$m = 6,$ мостовая	$\sqrt{3}m_2 n_T$	$\frac{m_2 n_T}{\sqrt{3}}$	0	$e_n + \frac{e_c}{3d}$	$\sqrt{2}$	$\frac{2\sqrt{2}\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$
6	$\frac{\Delta}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = \sqrt{3}}{\omega_2 = \frac{1}{2m_2 n_T}}$ $\frac{\lambda}{\lambda} \quad \frac{\omega_1 = 1}{\omega_2 = \frac{1}{2m_2 n_T}}$	$m = 12,$ два моста последовательно	$2\sqrt{3}m_2 n_T$ $2m_2 n_T$	$\frac{4 \sin \frac{\pi}{12} m_2 n_T}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{12}$	$e_n + \frac{2 \sin \frac{\pi}{12} e_c}{\sqrt{6 + 3\sqrt{3}d}}$	$\sqrt{2}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{12}}$	$\frac{\pi}{6 \sin \frac{\pi}{12}}$

на индуктивности сети от каждой из гармоник первичного тока плохая, особенно при малых углах коммутации [Л. 5]. Поэтому целесообразно определять мгновенное значение падения напряжения на индуктивности сети от всего первичного тока, мгновенное значение искаженного напряжения сети, действующие значения сетевого напряжения и его основной гармоники.

Мгновенное значение падения напряжения на индуктивном сопротивлении питающей сети

$$\Delta u_n = x_c \frac{di_n}{\omega t}, \quad (10)$$

где  $i_n$  — мгновенное значение первичного тока фазы сети;

$$n = \begin{cases} 1 & \text{— для фазы } A \text{ сети;} \\ 2 & \text{— для фазы } B \text{ сети;} \\ 3 & \text{— для фазы } C \text{ сети.} \end{cases}$$

Из [Л. 4] первичный ток преобразователя от тока нагрузки любой из фаз НПЧ при включении вентиля с номером  $k_{jn_0}$

$$i_n = \frac{2a}{3n_{т.э}} I_m \sin \left[ \frac{\omega t}{p} - \pi(s-1) \right] \times \times \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) \right]. \quad (11)$$

Тогда

$$\Delta u_n = \frac{2a}{3n_{т.э}} \frac{I_m x_c}{p} \cos \left[ \frac{\omega t}{p} - \pi(s-1) \right] \times \times \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) \right]. \quad (12)$$

Мгновенное значение падения напряжения на индуктивности сети при коммутации тока нагрузки в  $n_0$ -й фазе преобразователя с  $k_{j-1}$ -го вентиля на  $k_j$ -й определяется как сумма мгновенных значений падений напряжения на  $x_c$ , создаваемых токами вентиля с номерами  $k_{j-1}$  и  $k_j$ :

$$\Delta u_{n1} = \frac{2x_c}{3n_{т.э}} \left\{ \frac{aI_m}{p} \cos \frac{\pi}{m} \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{3}(n-1) \right] \cos \left[ \frac{\omega t}{p} - \pi(s-1) \right] - \right. \\ \left. - \frac{2\sqrt{2}}{xn_{т.э}} \sin^2 \frac{\pi}{m} \sin \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) - \frac{\pi}{m} \right] \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \right\}, \quad (13)$$

где  $x$  — суммарное индуктивное сопротивление преобразователя и сети, приведенное к цепи нагрузки; первое слагаемое — составляющая падения напряжения на индуктивном сопротивлении сети, обусловленная скоростью изменения тока нагрузки преобразователя в период коммутации; второе — составляющая падения напряжения на  $x_c$ , определяемая скоростью изменения коммутирующего тока.

Считаем, что при наложении коммутаций в любой из фаз нагрузки (с вентилей с номерами  $k_{j-2}$  и  $k_{j-1}$  соответственно на вентили с номерами  $k_{j-1}$  и

$k_j$ ), коммутация в каждой паре вентилях происходит независимо от другой. Мгновенное значение падения напряжения на индуктивном сопротивлении сети при наложении двух коммутаций определяется как сумма мгновенных значений падения напряжения на  $x_c$ , создаваемая токами через вентили с номерами  $k_{j-2}$ ,  $k_{j-1}$  и  $k_j$ :

$$\Delta u_{n11} = \frac{2x_c}{3n_{т.э}} a I_m \cos \left[ \frac{\omega t}{p} - \pi(s-1) \right] \times \times \cos \frac{2\pi}{m} \cos \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{m} - \frac{2\pi}{3}(n-1) + \\ + \frac{2\sqrt{2}U_c x_c}{3xn_{т.э}} \sin \frac{\pi}{m} \left\{ \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \right. \\ \times \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) \right] - \\ - \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 + \frac{2\pi}{m} - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \\ \times \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) - \frac{4\pi}{m} \right] - \\ \left. - 2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 + \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \right. \\ \left. \times \cos \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{3}(n-1) - \frac{2\pi}{m} \right] \right\}. \quad (14)$$

Относительное мгновенное значение искаженного линейного напряжения в точке подключения преобразователя частоты к питающей сети при принятом в качестве базисного действующем значении неискаженного питающего напряжения может быть представлено в виде алгебраической суммы неискаженной синусоиды линейного напряжения питающей сети и мгновенных значений падения напряжения на  $x_c$  от тока нагрузки всех фаз НПЧ:

$$u_{n2*} = -\sqrt{6} \sin[\omega t + p\varphi_2 - \delta_0 - \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{6} + \\ + \sigma_0 - \frac{2\pi}{3}(n_2-1)] - \sum_{n_0=1}^{m_2} \Delta u_{n*}, \quad (15)$$

где

$$n_2 = \begin{cases} 1 & \text{— для линейного напряжения фаз } A \text{ и } B; \\ 2 & \text{— для линейного напряжения фаз } B \text{ и } C; \\ 3 & \text{— для линейного напряжения фаз } C \text{ и } A; \end{cases}$$

$\Delta u_{n*}$  — относительное значение падения напряжения на индуктивном сопротивлении сети от тока нагрузки  $n_0$ -й фазы НПЧ, которое в зависимости от типа интервала проводимости вентилях выражается через обобщенные параметры сети и нагрузки  $P_K$ ,  $S$ ,  $e_K$ :

$$\Delta u_{n*} = c_1 \frac{a}{m_2 p} \cos \left[ \frac{\omega t}{p} + \frac{\pi}{m_2}(n_0-1) - \right. \\ \left. - \pi(s-1) \right] \sin \left( \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right) \frac{S}{P_K} \quad (16)$$

— во внекоммутационном интервале;



$$\Delta u_{n1*} = \left\{ c_1 \frac{a}{m_2 p} \cos \frac{\pi}{m} \cos \left[ \frac{\omega t}{p} + \frac{\pi}{m_2} (n_0 - 1) - \pi(s-1) \right] \sin \left( \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right) - \right. \\ \left. - c_2 \frac{2 \sin \frac{\pi}{m}}{m_2 e_K} \sin \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} (n_2 - 1) \right] \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \right\} \frac{S}{P_K} \quad (17)$$

— в интервале с одной коммутацией;

$$\Delta u_{n1*} = \left\{ c_1 \frac{a}{m_2 p} \cos \frac{2\pi}{m} \cos \left[ \frac{\omega t}{p} + \frac{\pi}{m_2} (n_0 - 1) - \pi(s-1) \right] \sin \left[ \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right] - \right. \\ \left. + c_2 \frac{1}{m_2 e_K} \left[ \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \right. \right. \\ \left. \times \sin \left( \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right) - \right. \\ \left. - \cos \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 + \frac{2\pi}{m} - \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \right. \\ \left. \times \sin \left( \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{4\pi}{m} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right) - \right. \\ \left. - 2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \left( \omega t + p\varphi_2 - \delta_0 + \frac{\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} \right) \times \right. \\ \left. \times \sin \sigma_0 + \frac{2\pi}{m} k_{jn_0} - \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{3} n_2 \right\} \frac{S}{P_K} \quad (18)$$

— в интервале с двумя коммутациями.

Для определения минимальной величины  $P_K/S$ , обеспечивающей выполнение требований ГОСТ на качество электроэнергии в части допустимой несинусоидальности напряжения сети в точке подключения преобразователя частоты необходимо найти действующее значение искаженного напряжения за период повторяемости, действующее значение гармоник напряжения сетевой частоты и по равенству Парсеваля — действующее значение всех высших гармоник напряжения питающей сети. Действующее значение искаженного напряжения сети за период повторяемости

$$U_{\Delta n2*} = \sqrt{\frac{1}{2\pi r} \sum_{i=1}^r \int_{2\pi(i-1)}^{2\pi i} u_{n2*}^2 d\omega t} = \\ = \sqrt{\frac{1}{r} \sum_{i=1}^r U_{in2*}^2} \quad (19)$$

где  $i$  — номер периода сетевого напряжения в периоде  $T$ .

Относительное значение амплитуды синусной и косинусной составляющих разложения в ряд Фурье  $K$ -й гармоники напряжения в точке подключения

НПЧ к питающей сети

$$a_{K*} = \frac{2}{T} \int_0^T u_{n2*} \cos K \frac{2\pi}{T} \omega t d\omega t = \\ = \frac{1}{\pi r} \sum_{i=1}^r \int_{2\pi(i-1)}^{2\pi i} u_{n2*} \cos \frac{K}{r} \omega t d\omega t; \quad (20)$$

$$b_{K*} = \frac{2}{T} \int_0^T u_{n2*} \sin K \frac{2\pi}{T} \omega t d\omega t = \\ = \frac{1}{\pi r} \sum_{i=1}^r \int_{2\pi(i-1)}^{2\pi i} u_{n2*} \sin \frac{K}{r} \omega t d\omega t. \quad (21)$$

При  $K=r$  имеем гармонику сетевой частоты, относительное действующее значение которой

$$U_{1n2*} = \sqrt{\frac{a_{r*}^2 + b_{r*}^2}{2}}. \quad (22)$$

ГОСТ 13109-67 ограничивает несинусоидальность формы кривой напряжения, определяемой как отношение действующего значения всех высших гармоник к действующему значению напряжения основной частоты, на уровне 5%. Необходимое минимальное отношение  $P_K/S$  — решение уравнения

$$\sqrt{\frac{U_{\Delta n2*}^2 - U_{1n2*}^2}{U_{1n2*}^2}} = \sqrt{\frac{U_{\Delta n2*}^2 - U_{1n2*}^2}{U_{1n2*}^2}} = 0,05. \quad (23)$$

Из вычисленных для всех трех линейных напряжений значений  $P_K/S$  выбирается максимальное.

Особенностью работы преобразователей частоты с непосредственной связью, как и выпрямителей, работающих в циклическом режиме, является возникновение колебаний напряжения сети не только при набросе нагрузки, но и в течение периода повторяемости (рис. 3), что связано с изменением мгновенных значений тока нагрузки. ГОСТ 13109-67 нормирует допустимый размах изменения напряжения в зависимости от частоты или интервала между изменениями напряжения, причем минимальный временной интервал  $\Delta t$  между следующими друг за другом экстремумами огибающей действующих значений напряжения равен 0,02 с. При работе

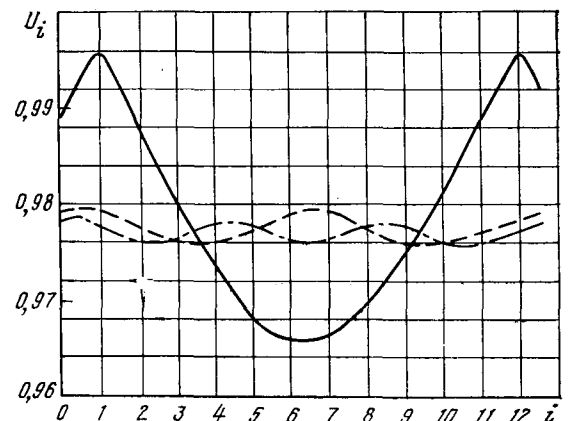


Рис. 3. Огибающая действующих значений питающего напряжения на интервале  $T$ :  $p=24$ ;  $e_K=0,1$ ;  $v=0,6$ ;  $\varphi_2=\pi/6$ ;  $m=6$ ;  $P_K/S=50$ .

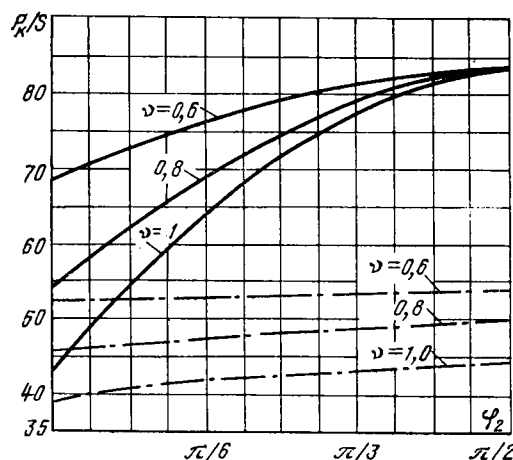


Рис. 4. Зависимость требуемой относительной мощности короткого замыкания сети от  $\nu$  и  $\varphi_2$  при  $\delta U=2,2\%$ ,  $e_k=0,1$ ,  $m=6$ .

—  $m_2=1$ ; ---  $m_2=2$ ; - · - · -  $m_2=3$ .

НПЧ  $\Delta t$  составляет половину пульсации тока нагрузки  $0,5\pi/m_2$ , при частоте питающей сети 50 Гц  $\Delta t=0,005p/m_2$ . Минимальное отношение частот на входе и выходе НПЧ, для которого необходимо учитывать колебания напряжения внутри периода повторяемости со скоростью изменения более 1% в секунду, определяется неравенством

$$0,005p/m_2 \geq 0,02. \quad (24)$$

Для определения величины  $P_k/S$ , обеспечивающей выполнение норм на качество электроэнергии, по допустимому размаху изменения напряжения в зависимости от частоты включения преобразователя на нагрузку период повторяемости разбивается на равные интервалы (принят интервал, равный периоду питающей сети), и на каждом  $i$ -м интервале для всех трех линейных напряжений решается относительно  $P_k/S$  уравнение

$$1 - U_{in2*} = \delta U, \quad (25)$$

где  $\delta U$  — допустимый размах изменения напряжения.

Из всех вычисленных значений  $P_k/S$  выбирается максимальное. При вычислении  $P_k/S$  из допустимого размаха напряжения в течение периода повторяемости определяются минимальное  $U_{min2*}$  и максимальное  $U_{max2*}$  значения напряжения на интервале  $2\pi$  за период повторяемости и необходимое значение  $P_k/S$  — решение уравнения

$$U_{max2*} - U_{min2*} = \delta U, \quad (26)$$

причем значения  $\delta U$  в (25) и (26) различны. Так, при  $p=24$  и пяти включениях преобразователя в минуту, что соответствует частоте включения механизмов обжимных прокатных станков;  $\delta U=2,2\%$  по выражению (25), а для (26) при  $m_2=1, 2, 3$  соответственно равна 0,7, 0,5 и 0,9%.

Анализ результатов расчетов показал, что при отношении частот на входе и выходе НПЧ, кратном фазности нагрузки преобразователя, в действующих значениях линейных напряжений, как и в действующих значениях первичных токов [Л. 4], появляется несимметрия, быстро убывающая с ростом

$p$  и  $m_2$ , и при  $p \geq 6$  практически отсутствует. Эта несимметрия приводит к различным значениям величины  $P_k/S$ , выбранной по нормам на качество электроэнергии, для трех линейных напряжений системы питания, причем отличие доходит до 25%; однако отличие действующих значений искаженных линейных напряжений не превышает 1%.

Наибольшая несимметрия наблюдается для трехфазно-однофазных преобразователей частоты с непосредственной связью при  $\nu=1$  и  $\varphi_2=0$ . Так, при  $p=2$ ,  $m_2=1$ , шестипульсовой мостовой схеме,  $e_k=0,1$ ,  $\nu=1$  и  $\varphi_2=0$  для обеспечения допустимого размаха изменения напряжения в 1,5% необходимые значения  $P_k/S$ , рассчитанные для трех линейных напряжений системы, составляют 76,3, 64,5 и 64,1. При  $P_k/S=76,3$  относительные значения действующих линейных напряжений соответственно равны 0,985, 0,9869 и 0,9871. При увеличении  $p$  от 2 до 6 необходимые значения  $P_k/S$ , обеспечивающие выполнение норм на качество электроэнергии, уменьшаются; например, при  $m_2=2$ ,  $e_k=0,1$ ,  $\varphi_2=\pi/6$ ,  $\nu=0,6$  и  $\delta U=1,5\%$  это снижение достигает 17%. При  $p \geq 6$  искажение питающей сети с точностью до 1,5% не зависит от выходной частоты преобразователя, а определяющими параметрами являются глубина модуляции напряжения управления  $\nu$ , фазность нагрузки НПЧ и  $\cos \varphi_2$ . При прочих равных условиях и выборе необходимого соотношения  $P_k/S$  как по несинусоидальности питающего напряжения, так и по количеству включений агрегата на нагрузку предпочтительным является применение преобразователей с большей фазностью нагрузки и большим  $\nu$  (рис. 4 и 5).

Усиление влияния преобразователя частоты на питающую сеть с уменьшением  $\nu$  объясняется ростом среднего угла управления на каждом из периодов сетевого напряжения, а следовательно, уменьшением угла коммутации  $\gamma$ , увеличением действующего значения высших гармоник в питающем напряжении при снижении его действующего значения [Л. 5]. Этим же объясняется сильная зависимость необходимого с точки зрения выполнения норм на качество электроэнергии соотношения

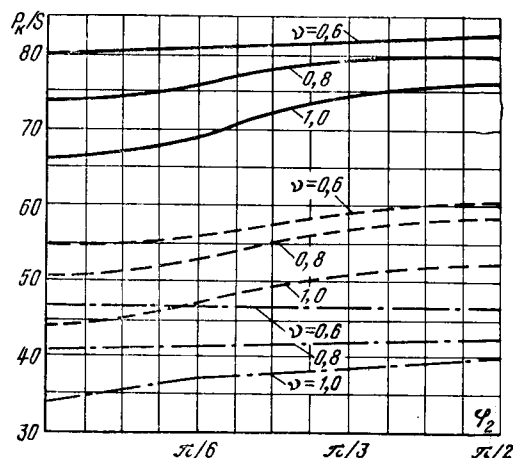


Рис. 5. Зависимость требуемой относительной мощности короткого замыкания сети от  $\nu$  и  $\varphi_2$  при несинусоидальности напряжения сети 5% ( $e_k=0,1$ ,  $m=6$ ).

—  $m_2=1$ ; ---  $m_2=2$ ; - · - · -  $m_2=3$ .

$P_K/S$  от  $\cos \varphi_2$  нагрузки для трехфазно-однофазных НПЧ, причем с увеличением  $\nu$  эта зависимость растет. При  $m_2=3$  влияние  $\cos \varphi_2$  на питающую сеть слабое, а при  $m_2=2$  с точностью до 0,5% величина  $P_K/S$ , полученная из условия ограничения размаха изменения напряжения, от  $\cos \varphi_2$  не зависит.

Отношение  $P_K/S$ , выбранное по ограничению размаха изменения напряжения в течение периода повторяемости, для трехфазно-однофазного преобразователя значительно превосходит  $P_K/S$  для других условий (несинусоидальности сети, количеству включений агрегата на нагрузку), особенно при низких выходных частотах преобразователя, доходя при  $\delta U=0,5\%$  и  $m=6$  до 300. Это объясняется снижением допустимого значения  $\delta U$  в диапазоне выходных частот НПЧ от 1 до 10 Гц, увеличением периода сетевого напряжения, соответствующего минимальному току нагрузки, практически от 1 при незначительном снижении  $U_{\min n_2}$  в (26). Очевидно, что использование мощных вентильных трехфазно-однофазных НПЧ при  $p=5+50$  без применения специальных мер (глубокий ввод, включение фильтрокомпенсирующих устройств, повышение пульсности вентильной схемы и т. д.) в существующих сетях промышленных предприятий невозможно. С ростом числа фаз нагрузки преобразователя частоты размах колебаний напряжения в периоде повторяемости уменьшается, и для  $m_2=2$  необходимое значение  $P_K/S$ , обеспечивающая  $\delta U \leq 0,5\%$  при  $\nu \geq 0,6$  и  $\varphi_2 \geq \pi/12$ , не превосходит 35, а для трехфазно-трехфазных НПЧ реально существующее в сетях промышленных предприятий отношение мощности короткого замыкания питающей сети к мощности преобразователя более 25 обеспечивает в случае  $\nu \geq 0,6$  значение  $\delta U \leq 0,5\%$ , т. е. меньше минимально допустимого значения по ГОСТ 13109-67.

Предложенная методика позволяет не только определить необходимое значение  $P_K/S$  для выполнения норм на качество электроэнергии, но и по известным параметрам сети и преобразователя вычислить несинусоидальность и размах изменения питающего напряжения по формулам (23), (25), (26), правая часть которых в данном случае — искомая величина.

Экспериментальное подтверждение представленных результатов получено при вычислении действующего значения искаженного питающего напряжения. Ошибка в определении  $U_{\text{дн}2*}$  по формуле (19) и путем измерений с помощью вольтметра электродинамической системы типа Д567 при различных значениях  $\nu$ ,  $m_2=1,2$ ;  $e_K=0,1$ ;  $p=5$  и 10,  $P_K/S=52$  не превышала 4%. Экспериментальная проверка результатов по измерению изменения напряжения сети была проведена следующим образом. Для  $P_K/S=12$ , что дает заведомо завышенное  $\delta U$  по сравнению с предусмотренной стандартом, при  $m_2=2$ ,  $\varphi_2=\pi/2$ ,  $\nu=1$ ,  $e_K=0,1$  и  $p=10$  определялась  $\delta U$  аналитически по формулам (19), (26) и экспериментально. Поскольку при  $p \geq 6$  колебания напряжения сети не зависят от частоты на выходе преобразователя, т. е. скорость изменения тока нагрузки НПЧ не оказывает существенного влияния на величину колебания напряжения сети, синусои-

дальная форма тока нагрузки была заменена ступенчатой.

Весь период повторяемости был разбит на интервалы, равные периоду напряжения питающей сети (в данном случае интервалов было 5), на которых для каждой из фаз нагрузки приняты постоянные значения тока нагрузки, углов управления и коммутации, соответствующее значению этих величин в середине интервала. При этих значениях измерена в режиме управляемого выпрямителя (число одновременно работающих выпрямителей равно числу фаз нагрузки НПЧ) величина  $\delta U$ : из измеренных для всех интервалов значений  $U_{\text{дн}2*}$  выбраны максимальное и минимальное, и по формуле (26) определена  $\delta U$ . Расхождение между результатами, полученными аналитически и экспериментально, не превышало 5%.

**Выводы.** 1. Искажения и колебания напряжения питающей сети существенно зависят от глубины модуляции управляющего сигнала.

2. Для трехфазно-однофазных преобразователей частоты с непосредственной связью с увеличением  $\varphi_2$  нагрузки растет значение  $P_K/S$ , обеспечивающее выполнение норм на качество электроэнергии. При двухфазной и трехфазной нагрузке эта зависимость либо вообще отсутствует, либо слаба (рис. 4).

3. Качество напряжения питающей сети в точке подключения преобразователя улучшается при переходе к большей пульсности вентильной схемы и большей фазности нагрузки.

4. Схема и параметры преобразователя частоты должны выбираться в зависимости от параметров энергосистемы в точке подключения НПЧ.

**Приложение.** Методика определения расчетных коэффициентов.

В качестве примера рассматривается получение расчетных коэффициентов для шестипульсной мостовой схемы (строка 4 таблицы).

Амплитуда основной гармоники полностью открытого преобразователя исходной схемы при соотношении первичных и вторичных витков питающего трансформатора  $\omega_1/\omega_2=n_T m_2$  и  $p \rightarrow \infty$ :

$$U_0 = \sqrt{3} \sqrt{2} \frac{U_c}{n_T m_2} \frac{6}{2\pi} = \frac{3\sqrt{6} U_c}{\pi m_2 n_T}.$$

В эквивалентной нулевой схеме

$$U_0 = \sqrt{2} \frac{U_c}{n_{T,3}} \frac{1}{2} \frac{6}{\pi} = \frac{3\sqrt{2} U_c}{\pi n_{T,3}},$$

откуда

$$n_{T,3} = \frac{n_T m_2}{\sqrt{3}}.$$

Действующее значение тока фазы трансформатора, питающего вентильную группу одной фазы нагрузки НПЧ,

$$I_{2H} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{I_m}{\sqrt{3}},$$

где  $I_m$  — амплитудное значение тока нагрузки фазы НПЧ.

Действующее значение тока сети от тока нагрузки одной фазы НПЧ

$$I_c = \frac{I_m}{\sqrt{2} n_{T,3}} \frac{\sqrt{2}}{3} = \frac{I_m}{3n_{T,3}}.$$

Номинальная мощность  $m_2$ -фазного преобразователя частоты

$$S = \frac{U_0 I_m}{2} m_2 = \frac{3\sqrt{2} I_m U_c}{2\pi n_{T,3}}.$$

Следовательно,

$$I_m = \frac{2\pi S n_{T.э}}{3\sqrt{2} U_c m_2}.$$

Индуктивное сопротивление фазы трансформатора, питающего вентильную группу одной фазы нагрузки преобразователя,

$$x_{II} = e_{II} \frac{U_{2H}}{I_{2H}} = \frac{3m_2 U_c^2}{\sqrt{2} \pi S n_{T.э}^2} e_{II},$$

где  $e_{II}$  — э. д. с. короткого замыкания питающего трансформатора;  $I_{2H}$ ,  $U_{2H}$  — номинальные фазные ток и напряжение трансформатора.

Умножив и разделив правую часть на  $x_c$  и используя равенство

$$P_K = \frac{3U_c^2}{x_c},$$

получим

$$x_{II} = \frac{m_2}{\sqrt{2} \pi n_{T.э}^2} e_{II} x_c \frac{P_K}{S}.$$

Аналогично индуктивное сопротивление фазы сети

$$x_c = e_c \frac{U_c}{I_{c.н}} = \frac{3m_2}{\sqrt{2} \pi d} e_c x_c \frac{P_K}{S},$$

где  $e_c$  — э. д. с. короткого замыкания питающей сети;  $d$  — отношение действующих значений номинального тока сети  $I_{c.н}$  и тока сети, вызываемого работой вентильного преобразователя одной фазы нагрузки НПЧ.

Суммарное индуктивное сопротивление сети и питающего одну фазу НПЧ трансформатора, приведенное к цепи нагрузки,

$$x = x_{II} + \frac{x_c}{(w_1/w_2)^2} = x_{II} + \frac{x_c}{3n_{T.э}^2} = \frac{3m_2}{\sqrt{2} \pi d} e_c x_c \frac{1}{3n_{T.э}^2} \frac{P_K}{S} +$$

$$+ \frac{m_2}{\sqrt{2} \pi n_{T.э}^2} e_{II} x_c \frac{P_K}{S} = \frac{m_2}{\sqrt{2} \pi n_{T.э}^2} \left( e_{II} + \frac{e_c}{d} \right) x_c \frac{P_K}{S}.$$

Принимаем

$$e_{II} + \frac{e_c}{d} = e_K.$$

Тогда

$$x = \frac{m_2}{\sqrt{2} \pi n_{T.э}^2} e_K x_c \frac{P_K}{S}.$$

Расчетные коэффициенты:

$$b = \frac{n_{T.э} I_m}{\sqrt{2} U_c \sin \frac{\pi}{m} e_K} x = \sqrt{2};$$

$$c_1 = \frac{2I_m m_2}{3U_c n_{T.э}} x_c \frac{R_K}{S} = \frac{2\sqrt{2}\pi}{3};$$

$$c_2 = \frac{2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} U_c m_2}{3U_c n_{T.э}^2 x} e_K \frac{P_K}{S} = \frac{2\pi}{3}.$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жемеров Г. Г. Колебания напряжения сети при работе непосредственного преобразователя частоты. — Электротехника, 1978, № 6.
2. Бахнов Л. Е., Левитан И. И. Анализ воздействия управляемых выпрямителей на величину степени искажения и коэффициента сдвига питающей сети. — Преобразовательная техника, 1979, вып. 3 (110).
3. Городецкий Г. М. Расчет электрических сетей. — Киев: Гостехиздат, 1953.
4. Жемеров Г. Г., Коляндра И. Л. Первичные токи и энергетические соотношения преобразователя частоты с непосредственной связью. — Электричество, 1977, № 7.
5. Шипило В. П. Влияние тиристорного электропривода на питающую сеть. — ЭП. Электропривод, 1970, № 1.

[22.01.81]

УДК 621.311.4:62-9.001.5

## Электромагнитные случайные процессы в автономных системах электроснабжения

РАДИН В. И., доктор техн. наук, БЫКОВ Ю. М., ВАСИЛЕНКО В. С., кандидаты техн. наук

Москва

Нормальное функционирование сложной автономной машиновентильной системы в значительной степени определяется электромагнитной совместимостью ее элементов. Для анализа последней используются спектральными характеристиками, нахождения которых детерминистическими методами встречает существенные трудности. Здесь оказываются эффективными методы теории случайных процессов. Они позволяют учесть специфические случайные возмущения, действующие в автономной системе, и получить расчетные формулы, более простые, чем при использовании детерминистических методов.

Рассмотрим, например, систему электроснабжения потребителей подвижной установки переменным током стабильной частоты. В этой системе первичный электромашиный генератор  $\Gamma$  приводится во вращение ходовым двигателем  $D$  объекта, и на выходе генератора обеспечивается пере-

менный ток, частота которого  $f_c$  изменяется в довольно широких пределах. Для питания разнообразных потребителей системы переменным током стабильной частоты  $f_0 < f_c$  используется тиристорный непосредственный преобразователь частоты НПЧ (рис. 1) [Л. 1 и 2]. Система стабилизации частоты разомкнута, сигнал стабильной частоты  $u_0$  подается на вход системы импульсно-фазового управления преобразователем СФУ. Система стабилизации напряжения замкнута, сигнал стабильного напряжения  $u_z$  подается на вход статического возбудителя В.

Определим спектральные характеристики выходных и входных переменных НПЧ при случайных изменениях частоты вращения  $f_d$  двигателя  $D$ , случайных колебаниях нагрузки системы, флуктуациях в ее управляющих трактах и пр. Некоторые из указанных характеристик ранее были получены при действии только первого из возмущений, при-

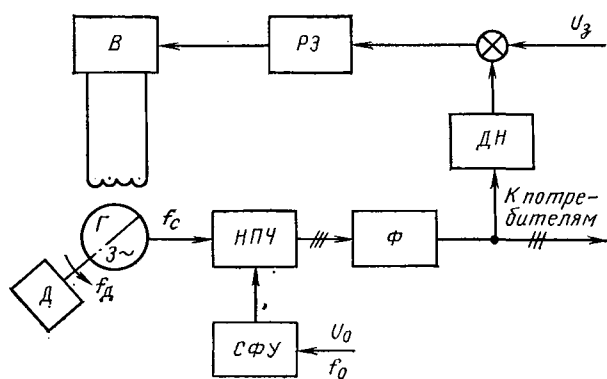


Рис. 1. Функциональная схема автономной системы электропитания.

Д — ходовой двигатель; Г — генератор; В — возбудитель; НПЧ — тиристорный непосредственный преобразователь частоты; СФУ — система импульсно-фазового управления; Ф — фильтр; ДН — датчик напряжения; РЭ — регулирующие элементы.

чем только при равномерном распределении  $f_d$  в некотором диапазоне [Л. 3—6].

Рассмотрим влияние возмущений на параметры электроэнергии на выходе вентильного преобразователя, при этом изменения  $f_d$  и нагрузки целесообразно разделять на «большие» и «малые».

Типичный диапазон «больших» изменений  $f_d$  — 1:2, соответственно в этом же диапазоне изменяется частота напряжения генератора Г (от 1200 до 2400 Гц в системе электроснабжения с выходной частотой 400 Гц [Л. 7], 200—400 Гц при  $f_0=50$  Гц и 50—100 Гц при  $f_0=16\frac{2}{3}$  Гц [Л. 8]).

Большие изменения частоты  $f_c$  происходят достаточно медленно. Так, в системе с  $f_0=400$  Гц скорость изменения  $f_c$  не превышает 200 Гц/с, что определяет медленное изменение временного интервала между соседними переходами э. д. с. генератора через нулевое значение — не более сотой доли процента при линейном изменении  $f_c$ .

«Большие» изменения нагрузки связаны с набросом нагрузки, составляющей от 50 до 100% номинальной. При таких возмущениях в первый момент резко (на десятки процентов) уменьшается напряжение генератора Г, так как в автономных системах электроснабжения мощности генератора Г и нагрузки системы соизмеримы. Регулятор восстанавливает напряжение в течение определенного времени (от десятых долей до нескольких секунд в зависимости от типа системы), и в это время напряжение может существенно отличаться от номинального.

Заметим, что большие изменения частоты на выходе НПЧ относительно редкие — их разделяет такой временной интервал, за который переходные электромагнитные процессы, связанные с этими изменениями, успевают закончиться [Л. 7]; то же относится к «большим» изменениям нагрузки.

Изменения частоты вращения двигателя Д и нагрузки системы «в малом» наблюдаются непрерывно. Даже в установившемся режиме работы в силу самых различных обстоятельств (неравномерность вращения вала двигателя внутреннего сгорания за один оборот, неидеальность регулятора оборотов, постоянно изменяющаяся среда, в которой перемещается объект и соответствующие

воздействия на двигатель) частота вращения двигателя (дизеля или турбины) не остается постоянной, а колеблется случайным образом в относительно небольших пределах — например, от 90 до 110% «идеального» значения. В результате частота электроэнергии на входе НПЧ изменяется в соответствующих пределах. Кроме того, вследствие «неидеальной» реакции регулятора напряжения на флуктуации  $f_d$  и нагрузки наблюдаются случайные изменения этого напряжения (от  $\pm 0,02$  до  $\pm 0,1$  номинального значения в зависимости от типа системы).

Выше были рассмотрены относительно медленные изменения напряжения, которые не проявляются на периоде выходного напряжения генератора и не приводят к искажению его формы. В то же время э. д. с. генераторов мощностью до 100 кВт в ряде случаев существенно отличается от синусоидальной, что связано с конструкцией генераторов, питанием обмотки возбуждения от тиристорного или транзисторного выпрямителя и пр. Коэффициент нелинейных искажений может достигать 16%.

Таким образом, напряжение генератора, питающего преобразователь частоты, является случайной функцией времени, что определяет случайность процессов на входе и выходе НПЧ. В определенной степени случайность процессов определяется и флуктуациями в управляющих трактах системы, что приводит к случайным (во времени) отклонениям углов управления вентилями НПЧ от «идеальных» значений.

Рассмотрим случайные процессы на выходе НПЧ при «малых» возмущениях с целью получения исходных данных для:

сравнения систем электроснабжения при различных законах управления НПЧ (прямоугольном, синусоидальном и др.);

выбора и расчета фильтра на выходе НПЧ;

расчета потерь в электромагнитных преобразователях энергии, потерь и паразитных моментов в электромеханических преобразователях энергии, включенных на выходе НПЧ.

Указанные цели достигаются, если определены э. д. с., напряжения и токи на выходе непосредственного преобразователя. При этом в качестве исходной целесообразно принять  $m_1$ -фазную систему э. д. с. генератора Г, действующую за его коммутационными индуктивными сопротивлениями.

На первом этапе определяется э. д. с. НПЧ  $e_d(t)$  с учетом дискретности его работы и неполной управляемости вентилях. На втором — по найденной  $e_d(t)$  и заданным параметрам силовой схемы (коммутационная индуктивность, активное, индуктивное сопротивление и э. д. с. нагрузки) определяется ток нагрузки  $i_d(t)$  и выходное напряжение преобразователя  $u_d(t)$ .

Остановимся на форме, в которой целесообразно представить искомые зависимости. Здесь надо исходить из указанных выше целей анализа. Для их достижения достаточно определить спектральные характеристики э. д. с., токов и напряжений. Так как последние представляют собой случайные функции времени, их спектральными характеристиками являются энергетические спектры [Л. 9].

При исследовании случайных процессов, как и детерминированных, весьма эффективным оказалось разделение  $e_d(t)$  на полезный (в информационном смысле) сигнал и помеху. Помеха представляет собой кусочно-непрерывную кривую с разрывами первого рода и участками непрерывности в виде отрезков косинусоиды. При случайных изменениях частоты  $f_c$  длительность этих участков (интервалов пульсации) случайным образом изменяется во времени [Л. 3 и 4]. Можно считать, что к этому же эффекту приводят искажения э. д. с. генератора и флуктуации угла управления вентилями. Иначе влияют на помеху флуктуации амплитуды э. д. с. генератора — они приводят к соответствующим изменениям мгновенных значений помехи по величине. Анализ показал, что при расчете энергетического спектра помехи всеми этими флуктуациями можно пренебречь, если их размах не превосходит 0,2 среднего значения. Определяет энергетический спектр то, что вследствие указанных флуктуаций фаза резкого изменения какого-либо параметра управляющего сигнала (его знака при прямоугольном или знака его производной при синусоидальном законе управления) относительно начала интервала пульсации случайным образом изменяется во времени от нуля до длительности интервала пульсации.

Следовательно, полученные в [Л. 3 и 4] при флуктуациях частоты напряжения генератора  $G$  энергетические спектры справедливы при всех возмущениях в «малом», характерных для автономных систем электроснабжения.

Для проверки влияния закона распределения длительности интервала пульсации на энергетические спектры последние были рассчитаны при колоколообразном законе распределения, в то время как результаты [Л. 3 и 4] получены при равномерном распределении. Оказалось, что при этом закон распределения фазы изменений управляющего сигнала относительно начала интервала пульсации не изменяется, что определяет справедливость расчетных формул [Л. 3 и 4].

Располагая спектральными характеристиками выходной э. д. с. и параметрами эквивалентной силовой схемы, найдем выходной ток НПЧ. Линейчатый спектр полезной, детерминированной составляющей тока находим умножением линейчатого спектра полезной (в информационном смысле) э. д. с. на амплитудно-частотную характеристику силовой схемы, а энергетический спектр помехи в выходном токе — умножением энергетического спектра помехи в э. д. с. на квадрат амплитудно-частотной характеристики. Анализ энергетических спектров помехи в выходном токе, полученных в [Л. 3 и 4], показал наличие существенной низкочастотной составляющей при прямоугольном законе управления и низком коэффициенте сдвига гармоник напряжения и тока частоты  $f_0$  на выходе НПЧ (холостой ход асинхронного двигателя, трансформатора).

Рассмотрим отрицательные последствия этого явления, наблюдающегося на практике (рис. 2). Во-первых, существенное увеличение мгновенных значений тока (на осциллограмме рис. 2 ток в момент  $t_1$  примерно в 1,5 раза превышает ток в мо-

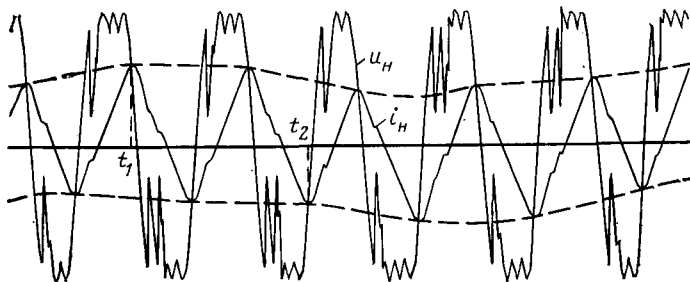


Рис. 2. Осциллограммы напряжения  $u_n$  и тока  $i_n$  нагрузки НПЧ при  $f_{c.n}/f_0=2$  и  $\cos \varphi_0=0,306$ .

мент  $t_2$ ) приводит к необходимости учитывать больший ток при расчете коммутационной устойчивости в инверторном режиме и накладывает более жесткие ограничения на величину коммутационной индуктивности генератора  $G$ . Во-вторых, наблюдаются автоколебания частоты вращения ненагруженного асинхронного двигателя. Дело в том, что низкочастотная помеха вызывает торможение двигателя. Однако при этом скольжение увеличивается, коэффициент сдвига возрастает, низкочастотная составляющая тока уменьшается, и скорость двигателя увеличивается. В результате коэффициент сдвига уменьшается, возрастает низкочастотная помеха в токе статора и т. д. Амплитуда колебаний частоты вращения невелика — в пределах нескольких процентов номинального значения. Для уменьшения низкочастотной составляющей необходима фильтрация либо переход к синусоидальному закону управления.

Рассмотрим случайные процессы на входе НПЧ при «малых» возмущениях с целью:

получения исходных данных для сравнения систем электроснабжения при различных законах управления НПЧ (прямоугольном, синусоидальном и др.);

получения исходных данных для расчета или выбора генератора  $G$ ;

определения возмущений, действующих на систему импульсно-фазового управления со стороны генератора.

Указанные цели достигаются, если определены спектральные характеристики токов и напряжений на входе преобразователя — энергетические спектры. Эта задача сложнее задачи определения энергетического спектра выходной э. д. с. Генератор переменного тока в системе стабилизации частоты (но не напряжения) не является объектом управления, поэтому его ток в отличие от выходного тока преобразователя не несет в себе информации в том смысле, как это понимают в теории информации и автоматического регулирования. Его невозможно разделить на полезный сигнал и помеху, т. е. воспользоваться приемом, который оказался эффективным при исследовании выходных э. д. с. и тока преобразователя. Поэтому в [Л. 5 и 6] получены энергетические спектры полного входного тока НПЧ (фазного тока генератора  $G$ ). Анализ показал, что, как и энергетические спектры выходных переменных, они справедливы при всех возмущениях «в малом», характерных для автономных систем электроснабжения, и основных законах

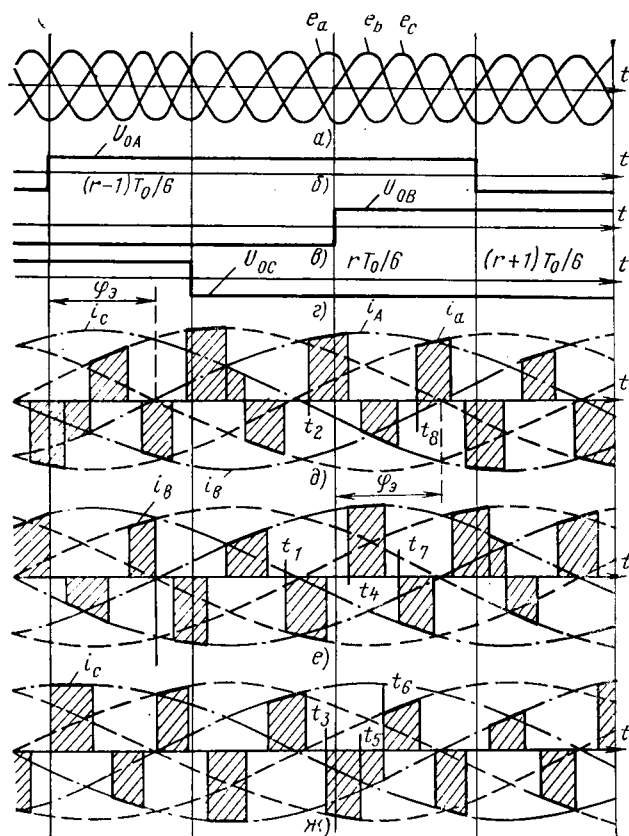


Рис. 3. Диаграмма входных токов вентильного преобразователя (фазных токов генератора).

распределения длительности интервала пульсации (равномерном и колоколообразном). Однако эти результаты можно использовать только при таких силовых схемах, когда число групп  $m$ -фазных обмоток генератора равно числу выходных фаз НПЧ (трехфазная обмотка генератора — однофазный выход НПЧ, три трехфазных обмотки генератора — трехфазный выход НПЧ и т. п.). Распространенная схема с трехфазным выходом и одной трехфазной обмоткой генератора, содержащая 18 тиристоров [Л. 2], требует отдельного рассмотрения на основе положений [Л. 5 и 6].

Диаграмма входных токов НПЧ при этой схеме и прямоугольном законе управления представлена на рис. 3. Здесь выходные фазы обозначены прописными латинскими буквами, а входные — строчными. На временном интервале  $[t_1, t_2]$  э. д. с. фазы  $c$  генератора  $e_c$  более положительна, чем э. д. с. двух других фаз (рис. 3,а) и совпадает по знаку с управляющим напряжением  $u_{0A}$  (рис. 3,б), поэтому ток нагрузки  $i_A$  обеспечивается фазой  $c$  генератора (рис. 3,ж). Соответственно на интервале  $[t_1, t_3]$  токи нагрузки  $i_B$  и  $i_C$  обеспечиваются фазой  $b$  генератора (рис. 3,е). В момент  $t_2$  происходит коммутация тока  $i_A$  с фазы  $c$  на фазу  $a$  генератора, и на временном интервале  $[t_2, t_4]$  ток  $i_A$  обеспечивается фазой  $a$  генератора (рис. 3,д). Соответственно в момент  $t_3$  происходит коммутация суммы токов  $(i_B + i_C)$  с фазы  $b$  на фазу  $c$  источника. Далее в момент  $rT_0/6$  изменяется полярность управляющего сигнала  $u_{0B}$  (рис. 3,в), поэтому в момент

$t_5$  с фазы  $c$  на фазу  $a$  генератора переходит только один ток —  $i_C$ . Фаза  $B$  нагрузки вследствие неполной управляемости тиристора остается подключенной к фазе  $c$  генератора до момента времени  $t_8$ . В момент  $t_6$  к последней подключается еще и фаза  $A$  нагрузки, и на временном интервале  $[t_6, t_8]$  имеем:  $i_C = i_A + i_B$ . Таков механизм формирования входных токов НПЧ в схеме.

Разделяя импульсы тока в каждой фазе генератора на пачки в соответствии с [Л. 5 и 6], получаем импульсный случайный процесс с тактовым интервалом  $T_0/6$ . На  $r$ -м интервале амплитуды импульсов пачки определяются функцией  $I_{nm} \times \sin[\omega_0 t - (r-1)\pi/3 - \varphi_3]$ , где  $I_{nm}$  — амплитуда тока нагрузки;  $\varphi_3$  — фазовый сдвиг основных (частоты  $f_0$ ) гармоник выходных э. д. с. и тока НПЧ. Импульс, фронт которого формируется в момент  $t_4$  (рис. 3,е), и другие подобные не должны смущать читателя — они относятся к предыдущим пачкам импульсов.

Статистические исследования, аналогичные описанным в [Л. 5], показали, что наиболее простой случайный процесс наблюдается, когда

$$f_{c.n}/f_0 = 3L; L = 1, 2, 3, \dots, \quad (1)$$

где  $f_{c.n}$  — некоторое среднее значение частоты напряжения генератора, вокруг которого наблюдаются флуктуации. При этом с большой степенью достоверности можно считать, что во всех пачках имеется одно и то же число импульсов тока  $L$ . Для этого дискретного ряда отношений частот (1) в соответствии с методикой [Л. 5 и 6] получены аналитические выражения для расчета энергетического спектра первичного тока. Непрерывная часть спектра:

$$F_H(\omega) = F_{H*}(\omega - \omega_0) + F_{H*}(\omega + \omega_0) + F_{H**}(\omega), \quad (2)$$

где

$$F_{H*}(\omega \mp \omega_0) = \frac{12I_{nm}^2}{T_0} \frac{\sin^2[(\omega \mp \omega_0) T_{c.n}/2m]}{(\omega \mp \omega_0)^2 \cos^2[(\omega \mp \omega_0) T_{c.n}/4]} \times \\ \times \left\{ 1 - \frac{4m^2}{9T_{c.n}^2} \frac{\sin^2[(\omega \mp \omega_0) T_{c.n}/2m] \cos^2[(\omega \mp \omega_0) T_{c.n}/4]}{(\omega \mp \omega_0)^2 \cos^2[(\omega \mp \omega_0) T_{c.n}/4m]} \times \right. \\ \left. \times \frac{\cos^2[(\omega \mp \omega_0) L T_{c.n}/4]}{\sin^2[(\omega \mp \omega_0) L T_{c.n}/4]} \right\}; \quad L = 1, 3, 5, \dots; \quad (3)$$

$$F_{H**}(\omega) = \frac{16mI_{nm}^2}{T_0 T_{c.n}} A(\omega) \cos \left[ \omega_0 (L+1) T_{c.n}/2 - \right. \\ \left. - \frac{\pi}{3} - 2\varphi_3 \right] \left\{ \frac{\sin(\omega_0 T_{c.n}/2)}{\omega_0} \cos(\omega_0 T_{c.n}/2m) - \right. \\ \left. - \frac{8m}{3T_{c.n}} \frac{\sin[(\omega - \omega_0) T_{c.n}/4m]}{\omega - \omega_0} \times \right. \\ \left. \times \frac{\sin[(\omega + \omega_0) T_{c.n}/4m]}{\omega + \omega_0} \cos[(\omega - \omega_0) T_{c.n}/4] \times \right. \\ \left. \times \cos[(\omega + \omega_0) T_{c.n}/4] \right\}; \quad (4)$$

$$A(\omega) = \frac{\sin[(\omega - \omega_0) T_{c.n}/2m] \sin[(\omega + \omega_0) T_{c.n}/2m]}{(\omega^2 - \omega_0^2) \cos[(\omega - \omega_0) T_{c.n}/4] \cos[(\omega + \omega_0) T_{c.n}/4]} \times \\ \times \frac{\cos \left[ (\omega - \omega_0) \frac{L T_{c.n}}{4} \right] \cos \left[ (\omega + \omega_0) \frac{L T_{c.n}}{4} \right]}{\sin \left[ (\omega - \omega_0) \frac{L T_{c.n}}{4} \right] \sin \left[ (\omega + \omega_0) \frac{L T_{c.n}}{4} \right]}; \\ L = 1, 3, 5, \dots; L = 2, 4, 6, \dots;$$

$m$  — пульсность преобразования.



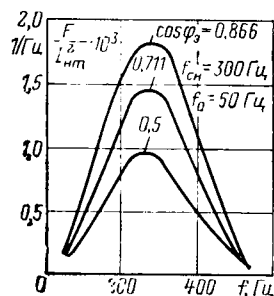


Рис. 4. Энергетический спектр фазного тока генератора при разном характере нагрузки НПЧ.

Кроме того, энергетический спектр содержит дискретную часть, которой при инженерных расчетах можно пренебречь.

Результаты расчетов по формулам (2)–(4) при

$f_0=50$  Гц,  $f_{с.н}=300$  Гц и различных  $\cos \varphi_0$  представлены на рис. 4. Как видно, энергетический спектр входного тока НПЧ (тока фазы генератора) имеет колоколообразную форму с максимумом на частоте  $f_{с.н}$ . При уменьшении  $\cos \varphi_0$  его значение уменьшается, хотя ток нагрузки не изменяется. Причина этого явления, наблюдающегося на практике, следующая. С увеличением индуктивности выходной фазы все большая часть энергии, запасенной в ней, не возвращается в генератор, а отдается другим выходным фазам. Иными словами, выходные фазы обмениваются энергией, не загружая при этом генератор.

Расчеты по формулам (2)–(4) показывают также, что при  $f_0=\text{const}$ ,  $\cos \varphi_0=\text{const}$  и изменении частоты  $f_{с.н}$  форма и величина спектра не изменяются; он только сдвигается по оси частот таким образом, что его максимум наблюдается на частоте  $f_{с.н}$ .

Итак, рассмотрены случайные процессы на входе и выходе тиристорного непосредственного преобразователя частоты и определены спектральные характеристики входных и выходных переменных при различных «малых» возмущениях. Было бы весьма полезным попытаться использовать полученные результаты при «больших» возмущениях. Метод, использующий то обстоятельство, что «большие» изменения частоты генератора, как указано выше, относительно редки и медленны, предложен в [Л. 3 и 5]. В соответствии с ним при решении практических задач можно, например, считать, что спектр (рис. 4) достаточно медленно перемещается из частотной области с центром на частоте 200 Гц в частотную область с центром на частоте 400 Гц при изменении  $f_c$  от 200 до 400 Гц и  $f_0=50$  Гц.

Аналогичным образом при «больших» изменениях нагрузки можно считать, что ток нагрузки принимает ряд последовательных значений, при которых наблюдаются «малые» флуктуации, и вели-

чина спектра (рис. 4) достаточно медленно изменяется в соответствии с изменением  $I_{шт}$ .

Конечно, здесь следует иметь в виду условность «мгновенных спектральных характеристик». Заметим, что ввиду практической ценности «мгновенный спектр» широко используется в радиотехнике и технике связи [Л. 10].

Выше проанализирован круг задач, относящихся к автономным электромашино-вентильным системам электроснабжения, при решении которых рассмотрение электромагнитных процессов как случайных оказывается весьма эффективным. В других задачах возмущающие воздействия и электромагнитные процессы целесообразно рассматривать как детерминированные. К ним относятся, например, задачи определения падения напряжения и времени его восстановления при «больших» сбросах нагрузки, выявления условий нормальной коммутации в инверторном режиме и многие другие. В общем случае указывать границу применения стохастического и детерминистического подхода не имеет смысла — все зависит от цели исследования и условий работы конкретной системы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радин В. И., Быков Ю. М. Особенности работы циклоконверторов в системах с автономным электромашиным источником. — Электротехника, 1975, № 5.
2. Быков Ю. М. Непосредственные преобразователи частоты с автономным источником энергии. — М.: Энергия, 1977.
3. Быков Ю. М., Василенко В. С., Пар И. Т. Исследование случайных процессов на выходе непосредственного преобразователя частоты. — Электричество, 1978, № 1.
4. Быков Ю. М., Василенко В. С. Случайный процесс на выходе непосредственного преобразователя частоты при синусоидальном управлении. — Электричество, 1979, № 11.
5. Быков Ю. М., Василенко В. С. Исследование входного тока непосредственного преобразователя частоты методами теории случайных процессов. Электричество, 1980, № 1.
6. Быков Ю. М., Василенко В. С. Анализ методами теории случайных процессов токов на входе непосредственного преобразователя частоты при синусоидальном управлении. — ЭП. Преобразовательная техника, 1980, № 4.
7. Grossgrove W. A., Ernst H. L., Schmidt A. W. United States SST electrical power system evaluation. — AIAA Paper, 1972, № 1055.
8. Исаев И. П., Иньков Ю. М., Феоктистов В. П. Преобразователи для централизованного снабжения поездов от тепловозов. — Электротехника, 1972, № 11.
9. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. — М.: Советское радио, 1969.
10. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки. — М.: Связь, 1978.

[14.10.80]

УДК 62-83-52

## Адаптивный однопараметрический регулятор для унифицированных комплектных устройств электропривода

БОРЦОВ Ю. А., доктор техн. наук, ЮНГЕР И. Б., канд. техн. наук

ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина)

Основные принципы управления общепромышленными электромеханическими системами были разработаны на уровне, соответствующем мировой электротехнической промышленности 60-х годов. Они должны были обеспечить высокие динамиче-

ские характеристики. Однако опыт эксплуатации выявил невозможность реализации на практике высоких динамических характеристик. Одна из причин — существенная параметрическая неустойчивость систем тиристорного электропривода. Обзор



литературы и исследования в промышленных условиях позволяют ориентировочно указать на следующие пределы изменения основных параметров, характерные для большей части общепромышленных регулируемых электроприводов: петлевой коэффициент передачи в контуре тока  $K_T$  — в пределах  $5 \div 10$ ; постоянные времени: якорная  $T_a$  — примерно 5; электрохимическая  $T_\alpha$  детерминированная составляющая — в пределах  $2 \div 30$ ; случайная — более 50%; коэффициент передачи в контуре скорости  $K_c$  — в пределах  $10 \div 15$ ; отношение  $K_c/T_a \approx 10$ .

Нестабильность петлевого коэффициента усиления контура тока обусловлена нелинейностью статической характеристики тиристорного преобразователя, режимом прерывистых токов, влиянием момента статических сопротивлений на сопротивление якорной цепи и помех на параметры регуляторов. Нестабильность постоянной времени якорной цепи обусловлена различными режимами работы тиристорного преобразователя, изменением нагрузки, температуры и т. д. Нестабильность коэффициента передачи в контуре скорости является следствием непостоянства маховых масс (например, раскаты и накаты), коэффициентов передачи объектов и преобразователей, наличия зазоров, люфтов и других нелинейностей в механических передачах, а также нелинейностей в системах управления (например, умножителей и делителей).

Указанная параметрическая нестабильность делает практически невозможной оптимизацию показателей качества для большинства общепромышленных систем с помощью регуляторов с фиксированными настройками, поскольку достигает требуемого качества только в единственной точке области изменений параметров; в остальных режимах работы настройки регуляторов, как правило, далеки от оптимальных.

Преодолеть существенный разрыв между теоретически предполагаемыми и практически достигаемыми динамическими показателями системы возможно за счет синтеза управления, компенсирующего нестационарности в пределах энергетической обеспеченности системы. Своевременность данной задачи подтверждается возможностью ее теоретического и практического решения.

Теоретическое решение может быть найдено с помощью методов адаптивного управления. Практическая решаемость обеспечивается, во-первых, широкими возможностями современных систем, построенных на интегральных микросхемах, во-вторых, использованием системного подхода к организации управления. В этом случае управление локальными контурами достигается с помощью унифицированных самонастраивающихся регуляторов, которые являются внутренними «миникомпьютерами», не зависящими от деятельности основной ЦВМ АСУ-ТП или системы комплексной автоматизации. Широкое применение многопараметрических адаптивных регуляторов в общепромышленных системах ограничено трудностями наладки и обслуживания. Сложность технической реализации однозначно связана с количеством настраиваемых параметров. С другой стороны, для большого числа применений адаптивная настройка коэффициента

передачи регулятора позволит значительно улучшить динамические свойства системы. Например, за рубежом разработаны комплекты устройства электропривода с самонастройкой коэффициента передачи регулятора. Их применение позволило улучшить качество выпускаемых устройств и обеспечить широкий диапазон регулирования скорости двигателя [Л. 1].

**Алгоритмы однопараметрической адаптации.** Характерной чертой известных алгоритмов автоматической настройки коэффициента передачи регулятора [Л. 2 и 3] является их неприспособленность для работы, когда на систему действуют внешние возмущения аддитивного характера. Для электрохимических систем свойство инвариантности к подобным возмущениям (например, по моменту статических сопротивлений, по напряжению) в большинстве случаев является основным показателем высококачественной работы. Кроме того, каждый из алгоритмов обладает своими недостатками. Например, описанный в работе [Л. 3] алгоритм отличается низкой точностью адаптации, а для технической реализации алгоритма, описанного в работе [Л. 2], требуется полная информация о векторе состояния системы.

В данной работе подход к построению алгоритма для адаптивного однопараметрического регулятора (АОР) унифицированных комплектов устройств тиристорного электропривода был определен классом регуляторов с настраиваемой моделью. Базовый алгоритм был разработан в [Л. 4] в следующем виде:

$$K = (\hat{z} + \gamma)(|z| + \gamma)^{-1}, \quad (1)$$

где  $K$  — настраиваемый коэффициент передачи АОР;  $\hat{z}$  — выходной сигнал настраиваемой модели;  $\gamma$  — начальные смещения;  $z$  — выходной сигнал измерительного устройства.

Алгоритм (1) отличается: точностью оценки нестационарного коэффициента объекта; способностью повысить быстродействие системы за счет нестационарности  $K(t)$  в течение переходного процесса.

Возможна модификация алгоритма (1) с целью снижения размерности устройства измерения за счет изменения структуры АОР в процессе настройки коэффициента, при этом первый модифицированный алгоритм будет иметь вид:

$$K_{1M} = (|x| + \gamma)(|y| + \gamma)^{-1}, \quad (2)$$

где  $x$  — выходной сигнал звена с переменной структурой, включаемого в цепь модели;  $y$  — выходной сигнал звена с переменной структурой, включаемого в цепь измерительного устройства.

Движение системы (2) складывается из двух этапов. На первом координаты регулятора определяются равенствами:

$$\hat{z} = |x|; |z| = |y|,$$

а передаточная функция звена с переменной структурой имеет вид:

$$W_{з.п.с}(p) = 1.$$

На втором этапе запоминается максимальное значение координат  $\hat{z}$ ,  $z$ , а передаточная функция

$$W_{з.п.с}(p) = (Tp + 1)^{-1},$$

где  $T$  — постоянная времени, причем в области существенных частот  $|Tj\omega| \gg 1$ .

При резко изменяющемся возмущении аддитивного характера (ступенчатое приложение нагрузки) для момента  $t_+$  справедливо неравенство

$$K_{1м}(t_+) < 1,$$

так как

$$|\hat{z}| < |z|,$$

следовательно,

$$|x| < |y|.$$

Поэтому алгоритмы вида (1) и (2) ухудшают инвариантные свойства системы при возмущениях аддитивного характера.

Если в алгоритме однопараметрической адаптации не содержится информации с измерительного устройства, коэффициент передачи АОР не зависит от скорости изменения возмущения и определяется только сигналом ошибки на входе регулятора, при этом второй модифицированный алгоритм самонастройки имеет вид:

$$K_{2м}(t) = (\hat{z} + \gamma) e(0)^{-1}, \quad (3)$$

где  $e(0)$  — начальное рассогласование.

Достоинство АОР с алгоритмом (3) — отсутствие измерительного устройства, недостатками являются, во-первых, зависимость  $K_{2м}$  от возмущения, что приводит к неустойчивости системы при больших значениях возмущений, и, во-вторых, пониженное быстродействие системы, связанное с малым значением начального коэффициента регулятора  $K_{2м}(0)$ .

Инвариантные свойства системы с АОР можно улучшить, если в алгоритм настройки АОР ввести настроечный коэффициент  $k$ . Третий модифицированный алгоритм имеет вид:

$$K_{3м}(t) = [(\hat{z} + |z| + 2\gamma) (|z| + \gamma)^{-1}] - k. \quad (4)$$

Для автоматической настройки  $k$  в АОР вводится эталонная модель устройства измерения, с ее помощью осуществляется моделирование сигнала с устройства измерения, когда на систему не действуют возмущения. Четвертый модифицированный алгоритм самонастройки имеет вид:

$$K_{4м}(t) = [\hat{z} + (z - \tilde{z}) + 2\gamma] (|z| + \gamma)^{-1}. \quad (5)$$

Из сравнения (4) и (5) получаем:

$$k = \tilde{z} (|z| + \gamma)^{-1}.$$

При отработке регулятором возмущающих воздействий  $k=0$ , поэтому для момента  $t_+$  справедливо неравенство

$$K_{4м}(t_+) \geq 1.$$

При отработке регулятором управляющих воздействий  $k \approx 1$  и (5) совпадает с базовым алгоритмом (1).

**Экспериментальные исследования.** Эксперименты выполнены на опытном стенде электропривода станка и в условиях промышленной эксплуатации. Макет электропривода станка построен по схе-

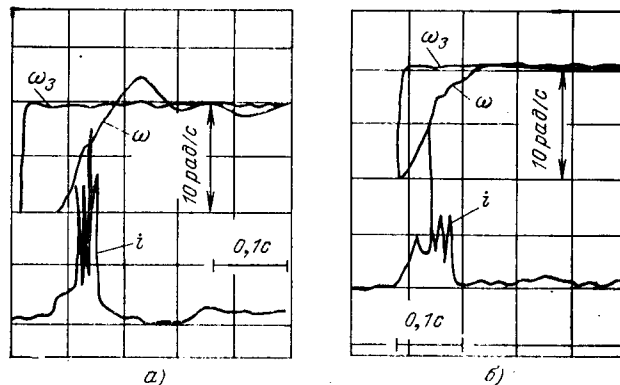


Рис. 1. Вид переходных процессов в системе электропривода станка.

а — при отсутствии АОР; б — при наличии АОР.

ме «тиристорный преобразователь — двигатель». Двигатель типа ПГТ-2 (2 кВт; 110 В; 21,2 А; 314 с<sup>-1</sup>) через редуктор приводит во вращение инерционную массу (для экспериментов предусмотрен набор сменных масс). При установке наибольшей массы достигается пятикратное увеличение приведенного момента инерции двигателя. Раздельное управление вентильными группами преобразователя осуществляется с помощью двух систем импульсно-фазового управления. Для обеспечения устойчивой стоянки привода регулировочные характеристики групп «раздвинуты». По этой причине статическая характеристика тиристорного преобразователя приобретает зону нечувствительности. В системе с пропорционально-интегральной характеристикой регулятора скорости присутствие зоны нечувствительности приводит к затягиванию переходных процессов при работе привода на малых скоростях.

Сравнивались динамические свойства системы регулирования скорости с ПИ-регулятором и системы с АОР. Параметры системы приведены ниже:

$T_я$ , с	$T_э$ , с	$T_п$ , с	$\tau$ , с	$R_я$ , Ом	$\epsilon$ , В.с	$k_п$ , В	$k_T$ , В/А	$\beta$
0,08	0,07	0,003	0,035	1	0,33	1	0,03	4,8

Введены следующие обозначения:  $T_я$  — постоянная времени якорной цепи;  $T_э$  — постоянная времени электромеханическая;  $T_п$ ,  $k_п$  — постоянная времени и коэффициент передачи тиристорного преобразователя;  $\beta$ ,  $\tau$  — коэффициент передачи и постоянная времени регулятора скорости;  $R_я$  — сопротивление якорной цепи;  $k_T$  — коэффициент передачи тахогенератора.

Первоначально регуляторы настраивались при  $T_э=0,07$  с, затем в 5 раз изменялось значение  $T_э$  путем замены инерционной массы и вводилась зона нечувствительности тиристорного преобразователя, соответствующая реальным условиям работы тиристорного электропривода, причем настройки регуляторов оставались без изменений.

При пятикратном увеличении  $T_э$  система с ПИ-регулятором теряла демпфирующие свойства. Наличие зоны нечувствительности тиристорного преобразователя приводило к затягиванию времени переходного процесса, так как после подачи сигнала управления привод был неподвижен до тех пор,

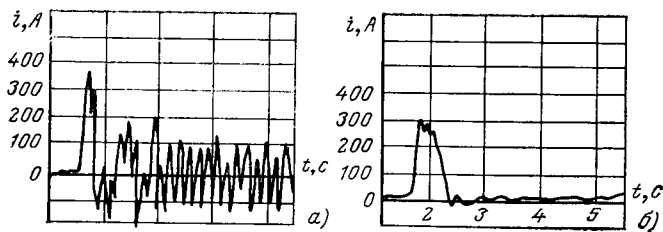


Рис. 2. Осциллограммы тока двигателя в исходной системе (а) и в системе АОР при полном радиусе рулона (б).

пока сигнал с ПИ-регулятора «заполнял» зону нечувствительности (рис. 1, а). В системе с АОР вид переходного процесса не отличался от заданного (рис. 1, б).

Испытание АОР в промышленных условиях проводилось на электроприводе намоточного устройства пятиклетового стана 1700 цеха холодного проката Карагандинского металлургического комбината.

Операция проката полосы включает следующие основные этапы: заправка полосы на пустой барабан (контур скорости замкнут); прокат полосы (контур скорости разомкнут) — система поддерживает заданное натяжение полосы с помощью регулятора натяжения; выпуск полосы (контур скорости замкнут).

Условием успешной заправки полосы в намоточное устройство является малая величина обгона, исключающая разрыв прокатываемого полотна или несрабатывание устройства захвата. Для получения малого обгона коэффициент передачи регулятора скорости выбирается максимально возможным.

С другой стороны, контур скорости содержит следующие нестационарные элементы. В прямом канале — умножитель, коэффициент передачи которого зависит от потока и радиуса рулона, и объект управления, постоянная времени которого изменяется в следующих пределах: при полном поле и максимальном рулоне  $T_0=1,16$  с, при ослабленном поле и без рулона  $T_0=2,03$  с, при полном поле и без рулона (заправка)  $T_0=0,1$  с. В цепи обратной связи — умножитель, на один выход которого поступает сигнал, пропорциональный угловой скорости двигателя, а на другой — сигнал, пропорциональный радиусу рулона. При обрыве полосы заправка производится при контурном коэффициенте, существенно отличающемся от минимального. Это приводит к неустойчивости системы. Аналогично при выпуске полосы система становится неустойчивой.

Для обеспечения устойчивости в состав контура скорости намоточного устройства был включен АОР. Коэффициент передачи АОР при максимальном радиусе рулона задается равным единице. При

минимальном радиусе рулона коэффициент передачи в контуре скорости сохраняется равным заданному за счет автоматической настройки АОР.

Другим преимуществом использования АОР в системе управления намоточным устройством является улучшение технологического режима заправки за счет возможности значительного уменьшения скорости обгона. На рис. 2 приведены осциллограммы тока двигателя в исходной системе и в системе с АОР при полном радиусе рулона.

Практическая реализация АОР была осуществлена на основе модулей унифицированной конструкции УБСР-АИ. Регулятор занимает объем стандартной кассеты и содержит шесть ячеек. Из них пять — унифицированные типа У2-АИ; шестая — специальная ячейка связи.

**Выводы.** 1. Алгоритм (5) является наиболее перспективным из числа приведенных в статье, так как: обеспечивает точную подстройку коэффициента передачи АОР под параметры объекта; не ухудшает инвариантные свойства системы в условиях быстроизменяющихся внешних возмущений; обладает повышенной помехозащищенностью (в стационарных режимах работы системы сигнал помехи, присутствующий на выходе устройства измерения, входит одновременно в числитель и знаменатель алгоритма).

2. Эксперименты подтвердили адаптивные свойства АОР, который позволил стабилизировать динамические процессы в системах, причем для электропривода намоточного устройства применение АОР позволило также уменьшить величину обгона, а следовательно, улучшить условия технологии процесса заправки.

3. Техническая реализация однопараметрических адаптивных регуляторов не накладывает ограничений на их применение в системах управления для электроприводов металлургической, станкостроительной, бумагоделательной и химической промышленности, так как сложность реализации находится на уровне современных систем управления общепромышленными механизмами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. AEG pc-feed drives with static converter supply semiconductor drive systems for machine tools. A; 44.2.12/0916 Ee A44/V3-F.
2. Speth W. Simple method for the rapid selfadaptation of automatic controls in drive applications. — Proc. of the IFAC congress. Techn. Sess. 50. Warsaw, 1969, Yune.
3. Емельянов С. В., Матич Б. П., Костылева Н. Е. Универсальная унифицированная система управления переменной структуры, ч. I и II. — Приборы и системы управления, 1973, № 12; 1974, № 1.
4. Юнгер И. Б. Сравнительный анализ устойчивости систем электропривода при случайных возмущениях параметров. — Изв. ЛЭТИ, 1977, вып. 210.

[13.01.81]

# Трансформаторные системы передачи угла с импульсным вращением пульсирующего поля в обмотках датчика и приемника

ХАИНАЦКИЙ О. А., инж.

Киев

Известно [Л. 1—3], что угловая погрешность применяемых на практике трансформаторных систем передачи угла (ТСПУ) главным образом определяется методическими и инструментальными погрешностями синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ), а также погрешностями других измерительных элементов системы (например, усилителей выходных сигналов СКВТ) и имеет периодический (повторяющийся) характер в функции измеряемого угла. По конструктивным и технологическим причинам эти погрешности в ряде случаев не могут быть уменьшены до требуемого расчетного значения. Возникает необходимость в разработке такой структурной схемы ТСПУ, в которой за счет выбора оптимального алгоритма включения СКВТ удалось бы уменьшить влияние методических и инструментальных погрешностей измерительных элементов ТСПУ на точность передачи угла. Такие схемы ТСПУ, построенной по фазовому методу, предложены, например, в [Л. 2, 3, 5, 6 и др.].

Однако в ряде случаев более предпочтительным является построение ТСПУ, а также аналого-цифровых преобразователей угла (АЦПУ) по амплитудному методу на основе СКВТ, включенных в амплитудном (трансформаторном) режиме [Л. 1, 5 и др.]. Ниже рассматривается алгоритм построения ТСПУ и АЦПУ по амплитудному методу, позволяющий повысить точность трансформаторных систем передачи и кодирования измеряемого угла.

На рис. 1 показана классическая схема ТСПУ амплитудного типа. Для упрощения анализа принято, что в качестве датчика и приемника используются двухполюсные СКВТ.

Известно, что сигнал рассогласования на выходе роторной (вторичной) обмотки СКВТ-приемника для идеально выполненных СКВТ определяется уравнением

$$U_{\text{рас}} = U_0 k_{\text{п}} \sin(\alpha_0 - \beta_0) \sin \omega_0 t, \quad (1)$$

где  $\alpha_0$ ,  $\beta_0$  — угловые положения роторных обмоток СКВТ датчика и приемника;  $k_{\text{п}}$  — коэффициент пропорциональности.

Однако из-за методических и инструментальных погрешностей СКВТ уравнение выходного сигнала СКВТ приемника отличается от (1) и в общем случае при условии  $\alpha_0 \approx \beta_0$  может быть представлено в виде [Л. 1]:

$$U_{\text{рас}} = U_0 k_{\text{п}} \{ \sin[(\alpha_0 - \beta_0) + \Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)] \} \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

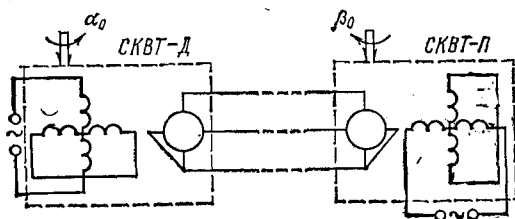


Рис. 1. Схема ТСПУ амплитудного типа с закороченными квадратурными обмотками.

где  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$  — суммарная угловая погрешность ТСПУ, обусловленная методическими и инструментальными погрешностями датчика и приемника.

Функция  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$  является периодической с периодом  $2\pi$  и может быть разложена в ряд Фурье:

$$\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0) = \Delta\varphi_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \Delta\varphi_i \sin(i\alpha_0 + \alpha_{i\pi}), \quad (3)$$

где  $\Delta\varphi_0$  — постоянная составляющая суммарной погрешности ТСПУ, не зависящая от  $\alpha_0$ ;  $\Delta\varphi_i$  — коэффициенты гармоник с периодом  $2\pi/i$ , определяющие переменную составляющую суммарной погрешности  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$ , зависящую от координаты  $\alpha_0$ .

Из (2) и (3) следует, что, если роторные обмотки датчика и приемника будут вращаться синхронно с постоянной скоростью  $\omega_K$ , т. е.

$$\begin{aligned} \alpha_0(t) &= \alpha_0 + \omega_K t, \\ \beta_0(t) &= \beta_0 + \omega_K(t), \end{aligned} \quad (4)$$

то полезный сигнал, пропорциональный разности углов  $(\alpha_0 - \beta_0)$ , останется без изменения, а гармоники переменной составляющей погрешности  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$  примут временной характер, проявляясь в виде гармонических колебаний с частотой  $i\omega_K$ , описываемых уравнением

$$U_{\text{рас}} = [U_{\text{пол}} + U_{\text{порр}}(t)] \sin \omega_0 t, \quad (5)$$

где

$$U_{\text{пол}} = U_0 k_{\text{п}} \sin(\alpha_0 - \beta_0);$$

$$U_{\text{порр}}(t) = U_0 k_{\text{п}} \sum_{i=1}^{\infty} \Delta\varphi_i \sin(i\alpha_0 + i\omega_K t + \alpha_{i\pi}). \quad (6)$$

При  $\omega_0 > \omega_K$  комбинационные гармоники вида  $(\omega_0 \pm i\omega_K)$ , определяющие переменную составляющую суммарной погрешности  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$ , будут отличаться по частоте от полезного сигнала (5) и, следовательно, могут быть отфильтрованы как помеха. Таким образом, влияние переменной составляющей суммарной погрешности  $\Delta\varphi_{\Sigma}$  (6) на точность ТСПУ может быть значительно уменьшено, если роторные обмотки датчика и приемника будут синхронно вращаться в соответствии с алгоритмом (4).

В связи с трудностью практической реализации алгоритма (4) непрерывное синхронное вращение роторных обмоток датчика и приемника необходимо заменить импульсным вращением векторов пульсирующего поля в обмотках СКВТ датчика и приемника с угловым шагом поворота  $\Delta\alpha_{\text{п}} = 2\pi/z$ , где  $z$  — число шагов за один оборот и частотой вращения  $\omega_K = 2\pi/T_K$ .

Для импульсного вращение векторов пульсирующего поля необходимо в качестве датчика и приемника использовать СКВТ с  $z$ -фазными роторными обмотками, геометрические оси которых сме-

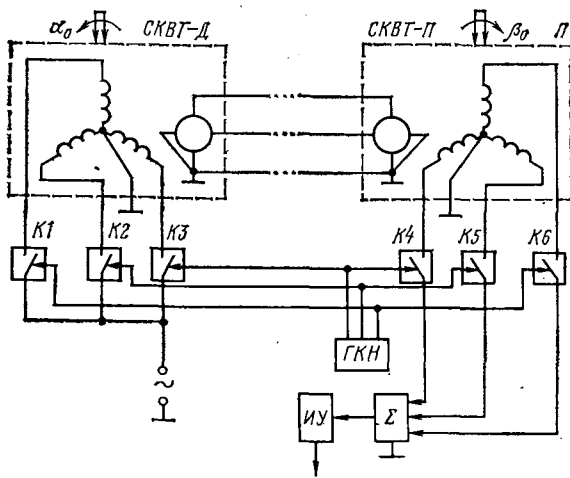


Рис. 2. Схема ТСПУ амплитудного типа с трехшаговым импульсным вращением пульсирующего поля в обмотках датчика и приемника.

шены относительно друг друга в пространстве на угол  $2\pi/z$ . При этом подачу напряжения к роторным обмоткам 1, 2, ... датчика и съем выходного напряжения с соответствующих роторных обмоток приемника надо осуществлять одновременно и последовательно во времени с частотой  $\omega_k$ . Схема ТСПУ, реализующая этот алгоритм включения СКВТ, показана на рис. 2. В этой схеме используются СКВТ с трехфазными роторными обмотками, сдвинутыми относительно друг друга на  $120^\circ$ . Подача и съем выходных напряжений СКВТ осуществляется с помощью ключей  $K1, K2, K3$  и  $K4, K5, K6$ . Ключи  $K1-K6, K2-K5, K3-K4$  управляются с помощью идентичных прямоугольных импульсных напряжений, сформированных последовательно во времени с частотой  $\omega_k$  на выходе генератора коммутационных напряжений (ГКН). В результате включения ТСПУ по схеме рис. 2 в обмотках датчика и приемника будет иметь место трехшаговое импульсное вращение векторов пульсирующего поля с частотой  $\omega_k$  и шагом  $120^\circ$ .

Если принять, что форма выходных напряжений СКВТ с учетом методических и инструментальных погрешностей измерительных элементов ТСПУ для всех фаз роторных обмоток одинакова (что, как показывают расчеты и экспериментальные исследования, выполняется на практике), то угловые погрешности  $\Delta\varphi_{1\phi}, \Delta\varphi_{2\phi}, \Delta\varphi_{3\phi}$  ТСПУ для каждой из фаз роторных обмоток СКВТ также будут изменяться в функции измеряемого угла  $\alpha_0$  по одинаковым функциональным зависимостям  $\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0)$ , смещенным относительно друг друга (без изменения по форме) на угол  $\Delta\alpha_n=120^\circ$ , т. е.

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{1\phi} &= \Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0); \Delta\varphi_{2\phi} = \Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0 + \Delta\alpha_n); \\ \Delta\varphi_{3\phi} &= \Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0 + 2\Delta\alpha_n). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Для определения выходного сигнала ТСПУ с учетом погрешностей СКВТ на рис. 3, а и б показаны временные диаграммы, поясняющие процесс формирования полезного сигнала (5) и сигнала-помехи (6), представленного I— $\Delta\varphi_1(\alpha_0)$ , II— $\Delta\varphi_2(\alpha_0)$

и III— $\Delta\varphi_3(\alpha_0)$  гармониками угловой погрешности  $\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0)$ .

Из рис. 3, а и б видно, что при импульсном синхронном вращении векторов пульсирующего поля  $\vec{F}_d$  и  $\vec{F}_n$  (рис. 3, а) с равным шагом  $\Delta\alpha_n$  полезный сигнал (6) остается без изменения, а непрерывные функции гармонических составляющих суммарной угловой погрешности  $\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0)$  ТСПУ квантуются во времени в точках, определяемых из (7), т. е.

$$\alpha'_0(t) = \alpha_0 + \sum_{j=1}^{\infty} (j-1) \Delta\alpha_n.$$

В результате квантования непрерывные функции гармонических составляющих суммарной угловой погрешности при импульсном вращении векторов пульсирующего поля заменяются синусоидально-ступенчатыми функциями в виде последовательности прямоугольников, высота которых равна значению гармонических функций в точке скачкообразного изменения уровня. В [Л. 4] показано, что синусоидально-ступенчатые функции  $\Delta\varphi_1(\alpha_0, t), \Delta\varphi_2(\alpha_0, t), \Delta\varphi_3(\alpha_0, t), \dots$ , изменяющиеся во времени с частотой  $\omega_k$ , могут быть представлены в форме ряда Фурье:

$$\Delta\varphi_i(\alpha_0, t) = \Delta\varphi_{i0} + \sum_{n=1}^{\infty} \Delta\varphi_{in} \cos(n\omega_k t + \Delta\beta_{in}), \quad (8)$$

где  $\Delta\varphi_{i0}$  — постоянная составляющая:

$$\Delta\varphi_{i0} = \begin{cases} 0 & \text{при } i/z \neq 1, 2, 3, \dots; \\ \Delta\varphi_i(\alpha_0) & \text{при } i/z = 1, 2, 3, \dots; \end{cases}$$

$\Delta\varphi_{in}$  — коэффициенты гармоник:

$$\Delta\varphi_{in} = \begin{cases} 0 & \text{при } \frac{n+i}{z} \neq 1, 2, 3, \dots; \\ \frac{n-i}{z} \neq 0, 1, 2, \dots; i/z = 1, 2, \dots; \\ \frac{\Delta\varphi_i(\alpha_0)}{n} & \text{при } \frac{n+i}{z} = 1, 2, 3, \dots; \\ \frac{n-i}{z} = 0, 1, 2, \dots; i/z \neq 1, 2, \dots \end{cases}$$

С учетом полученного уравнения сигнал на выходе ТСПУ будет равен:

$$U_{\text{рас}}(\alpha_0, z) = U_{\text{пол}} \sin \omega_0 t + U_{\text{порп}}(t) \sin \omega_0 t, \quad (9)$$

где

$$U_{\text{пол}} = U_0 k_n \sin(\alpha_0 - \beta_0);$$

$$U_{\text{порп}}(t) = U_0 k_n \left[ \Delta\varphi_{i0} + \sum_{n=1}^{\infty} \Delta\varphi_{in} \sin(n\omega_k t + \Delta\beta_{in}) \right].$$

Из анализа полученных уравнений следует, что в результате импульсного вращении векторов пульсирующего поля в роторных обмотках СКВТ с шагом  $\Delta\alpha_n$  и частотой  $\omega_k$  периодические гармоники с периодами  $\lambda_i = \frac{2\pi}{qz}$ , где  $z > 1; q = 1, 2, \dots$ , не будут изменяться во времени и, следовательно, будут оказывать влияние на точность ТСПУ, а перио-

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

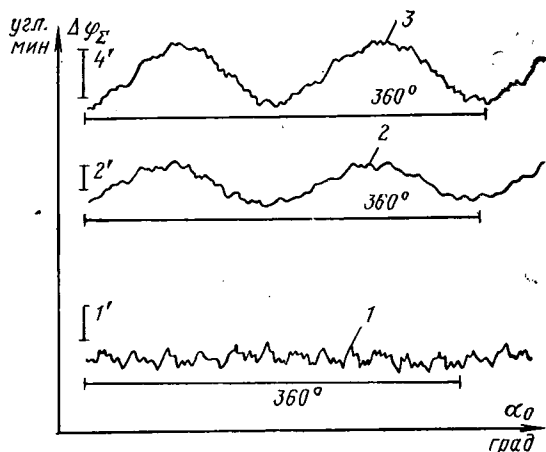


Рис. 5. Осциллограммы угловой погрешности ТСПУ.

ности ТСПУ, представленной второй гармоникой вида

$$\Delta\varphi_2(\alpha_0) = \Delta\varphi_2 \sin(2p\alpha_0 + \alpha_{2н}),$$

где  $p$  — число пар полюсов СКВТ,  $p \geq 1$ , будет периодически изменяться с частотой  $\omega_k$ , при этом выходной сигнал ТСПУ будет равен:

$$U_{рас} = U_{пол} \sin \omega_k t + U_0 k_n \Delta\varphi_2 \sin(2p\alpha_0 + \alpha_{2н}) \times \\ \times \left[ \sin \omega_k t + \frac{1}{3} \sin 2\omega_k t + \dots \right] \sin \omega_k t,$$

где  $U_{пол} = U_0 k_n \sin p(\alpha_0 - \beta_0)$ .

При  $\omega_k \ll \omega_0$  комбинационные гармоники с частотами  $\omega_0 \pm (2i-1)\omega_k$ , представляющие суммарную погрешность  $\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0)$ , будут отфильтрованы и не окажут влияния на точность ТСПУ.

Для многополюсных СКВТ, у которых  $p \gg 1$ , суммарная угловая погрешность ТСПУ представлена суммой низкочастотных гармоник  $\Delta\varphi_n(\alpha_0)$  с периодом  $2\pi/i$ , где  $i=1, 2, \dots$ , и высокочастотных гармоник  $\Delta\varphi_n(\alpha_0)$  с периодом  $2\pi/qp$ , т. е.

$$\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0) = \Delta\varphi_n(\alpha_0) + \Delta\varphi_v(\alpha_0), \quad (11)$$

где

$$\Delta\varphi_n(\alpha_0) = \Delta\varphi_{1н} \sin(\alpha_0 + \alpha_{1н}) + \\ + \Delta\varphi_{2н} \sin(2\alpha_0 + \alpha_{2н}) + \dots; \\ \Delta\varphi_v(\alpha_0) = \Delta\varphi_{1в} \sin(p\alpha_0 + \alpha_{1пн}) + \\ + \Delta\varphi_{2в} \sin(2p\alpha_0 + \alpha_{2пн}) + \\ + \Delta\varphi_{4в} \sin(4p\alpha_0 + \alpha_{4пн}) + \\ + \Delta\varphi_{8в} \sin(8p\alpha_0 + \alpha_{8пн}) + \dots$$

В этом случае по аналогии с (8) и (9) можно показать, что при формировании в роторных  $z$ -фазных обмотках датчика и приемника вращающегося  $z$ -шагового пульсирующего поля с шагом  $\Delta\alpha_n = \frac{2\pi}{pz}$

высокочастотные гармоники с периодами  $\lambda_i \neq \frac{2\pi}{qz}$ ,

где  $q=1, 2, \dots$  при выполнении условий (10) не будут оказывать влияния на точность ТСПУ. При  $z=3$ , например, 1, 2, 4, 8, 16, 20, ... высокочастотные гармоники суммарной угловой погрешности (11) ТСПУ примут временной характер и, следовательно, смогут быть отфильтрованы.

Таким образом, в ТСПУ, выполненных на основе многополюсных (двухполюсных) СКВТ с трех-

фазными роторными обмотками по схеме рис. 2, влияние 1, 2, 4, 8 высокочастотных гармоник суммарной погрешности ТСПУ на точность передачи угла может быть существенно уменьшено.

Как известно, в настоящее время для улучшения синусоидальности выходных напряжений СКВТ применяется многополюсная синусная обмотка с числом повторяющихся частей  $N \geq 1, 2, \dots$ , причем при  $N=1$  погрешность от несинусоидальности выходных напряжений СКВТ будет наименьшей. Однако СКВТ с  $N=1$  практически не нашли применения, поскольку при малом  $N$  значительно возрастают амплитуды низкочастотных гармоник с периодами  $2\pi/i$ , где  $i=1, 2, \dots$ . С другой стороны, СКВТ с  $N > 16$ , у которых, как показано в [Л. 1 и 5], амплитуды низкочастотных гармоник уменьшаются с увеличением  $N$ , также не нашли широкого применения из-за больших отклонений кривой выходного напряжения СКВТ от синусоиды. Из этого следует, что одним из ограничений, не позволяющим повысить точность применяемых в настоящее время многополюсных СКВТ при заданных габаритах, является противоречие между синусоидальностью выходных напряжений СКВТ, которое обеспечивается при малом  $N \geq 1$ , и малой амплитудой низкочастотных гармоник суммарной угловой погрешности ТСПУ, которое обеспечивается при большом  $N \gg 1$ .

При включении СКВТ по схеме рис. 2, как было указано раньше, высшие гармоники (3, 5, 7, 9) в выходных сигналах СКВТ не влияют на точность ТСПУ. Благодаря этому в ТСПУ с импульсным вращением векторов пульсирующего поля в качестве датчика и приемника могут быть использованы «несинусоидальные» СКВТ с большим числом повторяющихся частей  $N \gg 1$ , при этом амплитуды высокочастотных (1, 2, 4, 8) и низкочастотных гармоник (при  $N \gg 1$ ) суммарной погрешности  $\Delta\varphi_\Sigma(\alpha_0)$  ТСПУ будут иметь величину второго порядка малости. Это позволит за счет незначительного усложнения конструкции СКВТ (увеличения числа фаз роторных обмоток) и схемы формирования сигнала повысить точность ТСПУ.

Рассмотренный алгоритм включения целесообразно использовать и при построении цифровых ТСПУ, а также аналого-цифровых преобразователей угла (АЦПУ) амплитудного типа, выполненных на основе СКВТ и цифровых синусно-косинусных (функциональных) делителей напряжения (ЦСКДН), управляемых цифровым кодом. Схема такого АЦПУ показана на рис. 4,а. В этой схеме с помощью ключей  $K1, K2, K3$  в роторных обмотках трехфазного СКВТ-датчика формируется трехшаговое импульсное вращение вектора пульсирующего поля с шагом  $120^\circ$ . Одновременно с поворотом вектора пульсирующего поля с помощью дешифратора  $ДШ$  и цифрового сумматора  $ЦС$  осуществляется дискретное изменение кода  $Q$ , поступающего на вход ЦСКДН с шагом  $\Delta Q = 2\pi/z$ . В результате по аналогии с ТСПУ рис. 2 будет происходить временная модуляция периодических погрешностей СКВТ и ЦСКДН, представленных гармониками с периодами  $\lambda_i = \frac{2\pi}{qz}$ , где  $q=1, 2, \dots$ ,



При  $z=3$ , например, 1, 2, 4, 8, 16, 20, ... гармоники суммарной угловой погрешности АЦПУ, обусловленные методическими и инструментальными погрешностями СКВТ и ЦСКДН, при выполнении условий (10) примут временной характер и смогут быть отфильтрованы. В этом случае сигнал рассогласования на выходе фазочувствительного выпрямителя с полосой пропускания  $\Delta\omega_{\text{ФВ}} < \omega_k$  будет равен

$$U_{\text{рас}} = U_{\text{пол}} + U_{\text{погр}},$$

где

$$U_{\text{пол}} = U_0 k_{\text{П}} \sin(\alpha_0 - Q);$$

$$U_{\text{погр}} = U_0 k_{\text{П}} [\Delta\varphi_{12} \sin(12\alpha_0 + \alpha_{12\text{н}}) + \Delta\varphi_{24} \sin(24\alpha_0 + \alpha_{24\text{н}}) + \dots + \Delta\varphi_{12} \sin(12Q + \beta_{12\text{н}}) + \Delta\varphi_{24\text{н}} \sin(24Q + \beta_{24\text{н}}) + \dots];$$

$\Delta\varphi_{12}$ ,  $\Delta\varphi_{24}$  — амплитуды гармоник функции  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$ , обусловленные погрешностями ЦСКДН.

Так как амплитуды 12, 24, ... гармоник суммарной погрешности АЦПУ, обусловленные методическими и инструментальными погрешностями СКВТ и ЦСКДН, имеют величину второго порядка малости, то построение АЦПУ по схеме рис. 4 позволит повысить точность преобразования измеряемого угла  $\alpha_0$ . Например, как следует из анализа кривой методической погрешности ЦСКДН, выполненного на основе линейных резисторных мостов по схеме, описанной в [Л. 4 и 5], удельный вес амплитуды 12 гармоники составляет 10–15". Для сравнения отметим, что методическая погрешность указанного выше ЦСКДН представлена главным образом 8 гармоникой и равна  $\pm 2'$ .

Если суммарная угловая погрешность  $\Delta\varphi_{\Sigma}(\alpha_0)$  АЦПУ представлена главным образом второй гармоникой с периодом  $180^\circ$ , то в этом случае схема построения АЦПУ может быть упрощена (рис. 4, б). В этой схеме с помощью ключей  $K1$  и  $K2$  в роторных обмотках СКВТ-датчика формируется двухшаговое импульсное вращение вектора пульсирующего поля с шагом  $90^\circ$ . С помощью двухразрядного цифрового сумматора  $ЦС$  одновременно производится дискретное изменение кода  $Q$ , поступающего на вход ЦСКДН, с шагом  $\Delta Q = 90^\circ$ . В результате по аналогии с работой ТСПУ угловая погрешность АЦПУ, представленная второй гармоникой, примет временной характер и при выполнении условий (10) будет отфильтрована. При реализации АЦПУ, приведенных на рис. 4, а и б, ЦСКДН могут быть выполнены, например, на основе структурных схем, рассмотренных в [Л. 4 и 5].

Предложенный алгоритм включения был экспериментально проверен на макете ТСПУ и на маке-

те АЦПУ, собранного по схеме рис. 4, б. Использовались СКВТ типа ВТ-5 класса 0; ЦСКДН был выполнен на основе схем, рассмотренных в [Л. 4]. Данные эксперимента следующие:  $U_0 = 4$  В;  $\omega_0 = 400$  Гц;  $\omega_k = 50$  Гц и 100 Гц;  $\Delta\omega_{\text{ФВ}} = \pm 40$  Гц; крутизна сигнала рассогласования на выходе фазочувствительного выпрямителя  $k_c = \frac{dU_{\text{рас}}}{d\alpha_0} = 10$  мВ/с. Дрейф нуля сигнала на выходе ФВ равен  $\pm 30$  мВ; статорные обмотки СКВТ были соединены по трехпроводной линии связи при наличии паразитной емкости связи между сигнальными проводами, равной 810 пФ.

Осциллограмма суммарной погрешности ТСПУ, снятая по методике [Л. 1], имеет вид кривой 1, показанной на рис. 5. Предельная погрешность этой системы с учетом дрейфа нуля ФВ составляла  $\pm(20 \div 25)''$ . Для сравнения на рис. 5 приведены кривые 2 и 3, определяющие погрешность ТСПУ, включенной при тех же условиях по обычной схеме с закороченными (кривая 2) и разомкнутыми (кривая 3) квадратурными обмотками. Точность системы соответственно составляла  $\pm 2,2'$  и  $\pm 3'$ .

Предельная погрешность макета АЦПУ (рис. 4, б), измеренная при указанных выше условиях в точках  $\alpha_0 = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \dots$ , не превышала  $\pm 1,5'$  (предельная погрешность АЦПУ, измеренная в точках  $0 < \alpha_0 \leq 360^\circ$ , составляла  $\pm 2,5'$ ). Для сравнения отметим, что предельная погрешность АЦПУ, собранного по той же схеме без коммутации и измеренная в тех же точках  $\alpha_0 = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \dots$ , составляла  $\pm 8 \div 10'$  и определялась главным образом амплитудной и угловой неортогональностью выходных сигналов синусного и косинусного каналов СКВТ и ЦСКДН.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ахметжанов А. А. Выходные системы передачи угла автоматических устройств. — М.: Энергия, 1975.
2. Сафонов Л. Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности. — Электричество, 1971, № 5.
3. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками/ Л. Н. Сафонов, В. Н. Волнянский, А. И. Окулов, В. Н. Прохоров. — М.: Машиностроение, 1977.
4. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. — Л.: Энергия, 1974.
5. Электромеханические преобразователи угла с электрической редукицией/ Под ред. А. А. Ахметжанова. — М.: Энергия, 1978.
6. Косинский А. В. Преобразователь угла в код с компенсацией погрешностей. — Труды Московского института электронного машиностроения, 1966, вып. 2.
7. А. с. 752428 (СССР). Преобразователь угла поворота вала в код/ О. А. Хайнацкий. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 28.

[19.07.79]



# Оценка значимости начальных дефектов гидрогенераторов

ГЕЛЛЕР Р. Л., НЕЦЕЕВСКИЙ А. Б., кандидаты техн. наук, СИНАЮК С. Л., инж., ЭЛЬКИНД Ю. М., доктор техн. наук

ВНИИЭ

В эксплуатационной практике часто возникает необходимость в сравнительной оценке значимости различных дефектов конструктивных узлов гидрогенераторов с точки зрения вызываемого ими ущерба. В частности, это необходимо для определения очередности постановки исследований при разработке методов и средств технической диагностики эксплуатационного состояния гидрогенераторов.

Для решения этой задачи должны быть прежде всего выбраны критерии оценки ущерба. В принципе, величина ущерба определяется продолжительностью вынужденного простоя генератора и стоимостью аварийно-восстановительного ремонта с учетом стоимости запасных частей и вспомогательных материалов. Однако продолжительности вынужденного простоя, указываемые обычно в актах об отказах гидрогенераторов, в большинстве случаев не отражают действительной длительности восстановительного ремонта и существенно различаются на разных ГЭС из-за неодинаковости местных условий. В частности, существенную роль играют при этом сроки прибытия ремонтных бригад на ГЭС, обеспеченность ГЭС запасными частями, необходимость проведения внеплановых ремонтов гидротурбины, повысительного трансформатора и других элементов блока. Поэтому в тех случаях, когда нас интересуют вопросы, касающиеся технического и эксплуатационного состояния отдельных элементов блока, например генераторов, целесообразно исчислять ущерб исходя из расчетной продолжительности аварийно-восстановительного ремонта, а также его стоимости в предположении отсутствия резерва мощности на ГЭС и недопустимости (согласно ПТЭ) длительной перегрузки остальных генераторов ГЭС.

В качестве показателей ущерба приняты две величины: расчетная стоимость ремонта  $C$  с учетом затрат на запасные части и вспомогательные материалы и расчетная недовыработка электроэнергии  $W = k_n P_n T$ , где  $P_n$  — номинальная мощность гидрогенератора;  $T$  — расчетная продолжительность аварийно-восстановительных работ;  $k_n$  — коэффициент использования, который можно принять равным 0,7.

В данной работе оценивались показатели ущерба, обусловленные появлением так называемых начальных дефектов [Л. 1] в обмотках и стальных конструкциях статора и ротора, а также в контактных кольцах и щетках цепи возбуждения гидрогенераторов. Перечень начальных дефектов приведен в таблице. Показатели ущерба определялись на основе обработки данных по отказам, происшедшим в 1971—1978 гг. на 88 гидрогенераторах различных ГЭС. Подавляющее большинство машин находилось в эксплуатации от 10 до 25 лет и имело микалентную компаундированную изоляцию обмотки статора и номинальное напряжение 10,5 кВ и выше. Мощности более половины генераторов превышали 100 МВт.

Для каждого начального дефекта производилась расчетная оценка стоимости и продолжительности аварийно-восстановительных работ исходя из су-

ществующих норм на трудозатраты и цен на запасные части и вспомогательные материалы и с учетом конкретных объемов ремонта. Кроме того, вычислялись соответствующие значения недовыработки электроэнергии  $W$ .

Анализ показал, что в зависимости от объема ремонта показатели ущерба, обусловленного возникновением одних и тех же дефектов, могут изменяться в весьма широких пределах. Иными словами, эти показатели являются случайными величинами. Для определения законов их распределения можно принять допущение, что значения ущерба при различных объемах ремонта являются реализациями интересующих нас случайных величин, которые рассматриваются при этом как непрерывно распределенные.

Проверка с помощью критерия Пирсона для случаев, когда объемы выборок (числа отказов) достаточно велики, показала, что законы распределения показателей ущерба хорошо описываются уравнением Вейбулла [Л. 2]. В частности, согласие этого закона с эмпирическими гистограммами было подтверждено на примере анализа распределения стоимости ремонта и недовыработки электроэнергии при отказах вследствие ионизационного разрушения связующего изоляции элементарных проводников обмотки статора. Для дефектов с малым числом отказов условно принималось, что показатели ущерба также распределены по закону Вейбулла. Этот закон имеет вид:

$$F(x) = 1 - e^{-(x/a)^b}, \quad (1)$$

где  $x$  — случайная величина;  $F(x)$  — функция распределения;  $a$ ,  $b$  — параметры закона распределения, которые можно определить с помощью метода максимального правдоподобия [Л. 3].

В частности, при отказах вследствие ионизационного разрушения связующего изоляции элементарных проводников стоимость ремонта распределена по закону Вейбулла с параметрами  $b=1,4$  и  $a=1060$  руб., а недовыработка электроэнергии — с параметрами  $b=2$  и  $a=9950$  тыс. кВт·ч.

Оценка математического ожидания случайной величины, распределенной по закону Вейбулла, производится по формуле

$$\bar{x} = a\Gamma(1+1/b), \quad (2)$$

где  $\Gamma(1+1/b)$  — гамма-функция аргумента  $(1+1/b)$ .

Верхняя и нижняя доверительные границы находятся с помощью выражений [Л. 2]:

$$\bar{x}_b = \bar{x} r_1^{1/b}; \quad (3)$$

$$\bar{x}_n = \bar{x} r_3^{1/b}, \quad (4)$$

где  $r_1$ ,  $r_3$  — табулированные коэффициенты, зависящие от объема выборки и принятой доверительной вероятности.

В таблицу сведены результаты расчета математических ожиданий показателей ущерба для всех

Кон-струк-тивный узел	Но-мер де-фекта	Наименование начального дефекта	Стои-мость ремонта, руб.	Недовыра-ботка элек-троэнергии, тыс. кВт·ч	Вероят-ность отказа	Вероят-ная стои-мость ремонта, руб.	Ранг де-фекта по вероятной стоимости ремонта	Вероятная недовыра-ботка элек-троэнергии, тыс. кВт·ч	Ранг де-фекта по вероятной недовыра-ботке элек-троэнергии	Итого-вый ранг дефекта по ущер-бу	Итоговый ранг дефекта по эксперт-ным оценкам	
											по 14-бал-льной си-стеме	по 3-бал-льной си-стеме
Обмотка старора	1	Ионизационное разруше-ние связующего изоля-ции элементарных про-водников	964	6173	0,734	707	I	4531	I	I	5,14	I
	2	Увеличение сопротивле-ний контактных соеди-нений	2094	5513	0,047	98	II	259	III	II	10,34	III
	3	Закупорка элементарных проводников системы водяного охлаждения	942	18 856	0,037	35	III	698	II	II	7,34	II
	4	Разрушение изоляции из-за старения	770	3622	0,019	14	III	69	III	III	6,68	II
	5	Ослабление креплений лобовых частей	1140	2926	0,005	5	III	15	III	III	7,64	II
Ротор	6	Увеличение сопротивле-ний контактных соеди-нений обмоток	1894	2165	0,051	97	II	110	III	II	10,10	III
	7	Вращающаяся асиммет-рия магнитного поля	1541	1688	0,009	14	III	15	III	III	8,93	III
	8	Уменьшение сопротивле-ния изоляции и искре-ние контактных колец и щеток	78	431	0,014	1	III	6	III	III	9,48	III
	9	Появление уста-lostных по-вреждений элементов конструктив-ных узлов гидрогенера-тора в систе-мах	4060	2161	0,009	38	II*	19	III	II	5,93	I
	10	Появление уста-lostных по-вреждений элементов конструктив-ных узлов гидрогенера-тора в систе-мах	69 200	17 640	0,005	325	I*	88	III	II	5,93	I
	11	Появление уста-lostных по-вреждений элементов конструктив-ных узлов гидрогенера-тора в систе-мах	818	4557	0,005	4	III	23	III	III	5,93	I
Статор	12	Ослабление прессовки сердечника	905	3848	0,033	30	III	127	III	III	5,50	I
	13	Ослабление стыковки секторов	3076	11 563	0,009	29	III	104	III	III	5,77	I
	14	Течи воздухоохладителей	3155	4461	0,023	74	II*	103	III	II	10,29	III

\* Ранжирование производилось по верхней доверительной границе.

рассматриваемых дефектов гидрогенераторов. Границы доверительных интервалов не приводятся. Следует, однако, указать, что в трех случаях, когда рассеяние показателей ущерба было весьма большим, ранжирование производилось по верхним доверительным границам.

Помимо абсолютных значений показателей ущерба необходимо принять во внимание и вероятность возникновения дефектов. В самом деле, если дефект встречается редко, то даже большие значения стоимости ремонта и недовыработки электроэнергии не приведут к большому ущербу. Наоборот, небольшие значения этих величин при часто возникающих дефектах могут привести к появлению большого ущерба.

Для оценки вероятности возникновения дефекта используем следующие соображения. Пусть про-

изошло  $n$  событий, и в  $m$  из них имеет место интересующий нас исход, вероятность которого в единичном опыте равна  $p$ . Для оценки неизвестной вероятности  $p$  используем эмпирическую частоту  $\bar{p} = m/n$ , которая представляет собой несмещенную оценку генеральной характеристики биномиального распределения  $p$ .

Доверительные границы  $p$  определяются по формулам [Л. 3]:

$$p_n = \frac{U_{1-q}}{2n - m + 1 + \frac{1}{2} U_{1-q}}; \quad (5)$$

$$p_v = \frac{U_q}{2n - m + \frac{1}{2} U_q}, \quad (6)$$

где  $U_q$ ,  $U_{q-1}$  — квантили ХИ — квадрат распределения соответственно с  $2(m+1)$  и  $2m$  степенями свободы;  $q$  — доверительная вероятность.

Математическое ожидание вероятности появления отказа оценивается эмпирической частотой:

$$\bar{p}_j = N_j / N, \quad (7)$$

где  $N_j$  — число отказов, вызванных появлением  $j$ -го дефекта;  $N$  — общее число отказов.

Доверительные границы  $p_j$  можно найти с помощью формул (5) и (6). Расчетные значения вероятностей появления отказов приведены в таблице.

Для оценки значимости дефектов с точки зрения вызываемых ими ущербов естественно принять вероятное значение показателя ущерба, равное

$$y = px, \quad (8)$$

где  $p$  — вероятность появления отказа, обусловленного рассматриваемым начальным дефектом;  $x$  — случайная величина показателя ущерба ( $C$  или  $W$ ).

Таким образом, вероятный ущерб  $y$  представляет собой случайную величину, равную произведению двух других случайных величин  $p$  и  $x$ , первая из которых распределена по биномиальному закону, а вторая — по закону Вейбулла.

Закон распределения случайной величины  $y$  весьма сложен [Л. 4]. Приближенно его параметры можно выразить следующим образом. Математическое ожидание произведения двух некоррелированных случайных величин равно произведению их математических ожиданий:

$$\bar{y} = \bar{p} \bar{x}. \quad (9)$$

Коэффициент вариации произведения двух независимых случайных величин связан с коэффициентами вариации этих величин соотношением [Л. 3]:

$$\frac{\sigma(y)}{\bar{y}} = \sqrt{\left(\frac{\sigma(p)}{\bar{p}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma(x)}{\bar{x}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma(p)}{\bar{p}}\right)^2 \left(\frac{\sigma(x)}{\bar{x}}\right)^2}. \quad (10)$$

Значением произведения квадратов коэффициентов вариации можно пренебречь ввиду его малости.

Примем допущение, что выражение (10) справедливо не только для коэффициентов вариации, но и для относительных величин доверительных интервалов  $\Delta[y]$ :

$$\frac{\Delta[y]}{\bar{y}} \approx \sqrt{\left(\frac{\Delta[p]}{\bar{p}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta[x]}{\bar{x}}\right)^2}, \quad (11)$$

где  $\Delta[p]$ ,  $\Delta[x]$  — доверительные интервалы  $p$  и  $x$ .

Формула (11) может быть использована для приближенной оценки доверительных интервалов величин вероятных ущербов — стоимости аварийно-восстановительного ремонта и недовыработки электроэнергии. Расчетные значения вероятных ущербов даны в таблице.

Для сравнительной оценки значимости различных дефектов необходимо произвести их ранжирование по вероятной стоимости аварийно-восстановительного ремонта  $\bar{c}$  и по вероятной недовыработке электроэнергии в период ремонта  $\bar{w}$ .

Процедура ранжирования состоит в размещении наименований начальных дефектов в порядке убывания значений рассматриваемого показателя ущерба

с учетом его доверительных интервалов. При перекрытии доверительных интервалов показателей каких-либо дефектов всем им, как правило, присваивается одинаковый ранг. Однако в отдельных случаях, когда при малом числе отказов доверительный интервал оказывается настолько широким, что перекрывает интервалы нескольких дефектов различных рангов, назначение условно производится по верхней доверительной границе показателя ущерба. Это позволяет учесть надлежащим образом роль редко встречающихся, но приводящих к большим ущербам начальных дефектов.

Ранжирование осуществляется по трехбалльной системе таким образом, что первый ранг присваивается дефектам, имеющим наибольшую значимость. Если у какого-либо дефекта показатель ущерба оказывается меньше, чем у дефекта III ранга, то ему также присваивается III ранг.

В итоге получаются две различные совокупности ранговых оценок, которые для определенности выводов следует свести к единой системе рангов. В данной работе принято следующее правило объединения результатов ранжирования по двум показателям вероятностного ущерба: если два ранга оказались различными, то в качестве результирующего при сочетаниях I—II и II—III принимается наивысший ранг (предотвращение просмотра большого ущерба), а при сочетании I—III — средний ранг.

Результаты ранжирования начальных дефектов по каждому из показателей ущерба и окончательные ранги даны в таблице.

Представляет интерес проверка полученных результатов с помощью конкурирующего метода, основанного на использовании экспертных оценок. Группе экспертов было предложено ранжировать начальные дефекты по трехбалльной системе исходя из собственного производственного опыта. Были получены ответы от 22 экспертов, в том числе от 5 работников заводов-изготовителей, 5 эксплуатационников и 12 работников проектных и научно-исследовательских институтов.

Ответы экспертов обрабатывались по методике, изложенной в [Л. 5]. В тех случаях, когда некоторые эксперты, считая себя недостаточно компетентными в отдельных вопросах, воздерживались от оценок тех или иных дефектов, ранг этих дефектов приравнивался средним арифметическим значениям ранговых показателей, данных остальными экспертами.

После восполнения таким способом пропущенных оценок производилось преобразование ранговых показателей из трехбалльной системы в систему с числом баллов, равным числу ранжируемых дефектов  $n$ . Для этого дефекты располагались в порядке убывания рангов, назначенных по трехбалльной системе, и нумеровались числами натурального ряда от единицы до  $n$ .

Величина преобразованного ранга  $j$ -го дефекта, соответствующая высказыванию  $i$ -го эксперта, принималась равной числу натурального ряда, причем число 1 присваивалось дефекту с рангом I, а число  $n$  — дефекту с рангом III. Так как по трехбалльной системе эксперты давали нескольким дефектам один и тот же ранг, то при преобразовании рангов

в  $n$ -балльную систему таким дефектам присваивался новый ранг, равный среднему арифметическому соответствующих чисел натурального ряда. Итоговый ранг по  $n$ -балльной системе определялся путем усреднения оценок всех экспертов для каждого дефекта.

При анализе экспертных оценок групповая оценка может считаться достаточно надежной только при условии хорошей согласованности ответов опрашиваемых специалистов. Степень согласованности мнений экспертов оценивается с помощью коэффициента конкордации  $V$ , представляющего собой общий коэффициент ранговой корреляции оценок, данных всеми экспертами [Л. 5]:

$$V = \frac{12 \left[ \sum_{j=1}^n \left( \sum_{i=1}^m x_{ij} \right)^2 - m(n+1) \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_{ij} \right] + m \left[ mn(n^2-1) - \sum_{i=1}^m T_i \right]}{m^2(n^2-1) + 3m^2n(n+1)^2} \quad (12)$$

где  $x_{ij}$  — ранг по  $n$ -балльной системе, полученный от  $i$ -го эксперта для  $j$ -го дефекта;  $m$  — общее число экспертов;  $T_i$  — показатель связанных (одинаковых) рангов:

$$T_i = \sum_{v=1}^{l_i} t_{vi} (t_{vi}^2 - 1), \quad (13)$$

где  $l_i$  — число групп связанных рангов, содержащихся в оценках  $i$ -го эксперта;  $t_{vi}$  — число членов в  $v$ -й группе связанных рангов.

При проверке согласованности двух результатов ранжирования используется коэффициент ранговой корреляции  $\rho$ , предложенный Спирмэном [Л. 5].

Показатели согласованности  $V$  и  $\rho$  оцениваются по рангам в  $n$ -балльной системе ранжирования. Однако для сопоставления результатов ранжирования по экспертным оценкам и по ущербам требуется обратный переход в трехбалльную систему. В данной работе такой переход производится посредством разбиения  $n$ -балльных ранговых показателей на три группы, внутри которых эти показатели достаточно близки между собой.

Результаты ранжирования начальных дефектов по  $n$ -балльной и трехбалльной системам приведены в таблице. Коэффициент конкордации, отображающий степень согласованности мнений экспертов, оказался равным  $V=0,26$ . Проверка по критерию ХИ-квадрат с числом степеней свободы  $n-1$  показала, что уровень значимости согласованности оценок экспертов является вполне достаточным.

Представляет также интерес проверка согласованности результатов ранжирования по данным экспертизы и показателям ущерба. Коэффициент ранговой корреляции Спирмэна, отображающий степень согласованности двух результатов ранжирования, оказался равным  $\rho=0,4$ . С доверительной вероятностью 0,8 можно считать, что в данном случае согласие является значимым.

Однако сравнительно низкое значение доверительной вероятности обусловлено тем, что результаты ранжирования по экспертизе и по ущербам для некоторых дефектов оказались различными. Строго говоря, в таких случаях требуется проведение второго тура опроса экспертов. В данной работе этого выполнить не удалось.

Итоги исследования приводят к следующим выводам. Наиболее значимым с точки зрения вероятных ущербов является дефект № 1 — ионизационное разрушение связующего изоляции элементарных проводников обмотки статора. Дефекты № 2, 3, 6, 9, 10 и 14 — увеличение сопротивлений контактных соединений обмоток статора, закупорка элементарных проводников системы водяного охлаждения обмоток статора, увеличение сопротивлений контактных соединений обмоток ротора, появление усталостных повреждений элементов системы вентиляции и тормозной системы, появление течей воздухоохладителей — получили II ранг. Остальные дефекты № 4, 5, 7, 8, 11, 12, 13 — разрушение изоляции обмоток статора из-за старения, ослабление крепления лобовых частей обмоток статора, возникновение вращающейся асимметрии магнитного поля, генератора, уменьшение сопротивления изоляции и искрение контактных колец и щеток, появление усталостных повреждений в системе крепления полюсов ротора, ослабление прессовки сердечника статора, ослабление стыковки статора — получили III ранг.

Следует иметь в виду, что приведенная оценка значимости дефектов относится лишь к современному состоянию гидрогенераторов. В будущем ранжирование дефектов может стать иным вследствие неизбежных изменений конструкции машин и условий их эксплуатации и ремонта.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Причины, признаки и развитие начальных дефектов гидрогенераторов/ В. Б. Кулаковский, А. Б. Нещевский, Ю. Н. Самородов, Ю. М. Элькинд. — Электрические станции, 1980, № 1.
2. Шор Я. Б., Кузьмин Ф. И. Таблицы для анализа и контроля надежности. — М.: Советское радио, 1968.
3. Шор Я. Б. Статистические методы анализа и контроля качества и надежности. — М.: Советское радио, 1962.
4. Гурский Е. И. Теория вероятностей с элементами математической статистики. — М.: Высшая школа, 1971.
5. Бешелев С. Д., Гурвич Ф. Г. Математико-статистические методы экспертных оценок. — М.: Статистика, 1974.

[10.12.80]

## Контроль равномерности воздушного зазора асинхронной машины по значению синхронного индуктивного сопротивления

РОГОЗИН Г. Г., канд. техн. наук, ЛАПШИНА Н. С., инж.

Отсутствие эффективных способов косвенного контроля равномерности воздушного зазора асинхронных машин может быть отнесено к одной из нерешенных проблем промышленной энергетики. Перспективным направлением в ее решения является установление и использование в целях технической диагностики критериальных оценок параметрического эффекта — явления, связанного с отражением неравномерности воздушного зазора в изменении индуктивных сопротивлений машины.

Одной из важных предпосылок такого подхода явилась разработка методик [Л. 1—4], позволяющих с необходимой точностью для рассматриваемых целей производить измерения эквивалентных параметров схемы замещения электрических машин переменного тока. Это дает определенные преимущества по сравнению с расчетными методами определения электромагнитных параметров в условиях нарушения симметрии воздушного зазора, что, как известно, связано с решением сложной задачи трехмерного магнитного поля.

Разработка и исследование математической модели, отражающей эффект изменения синхронного индуктивного сопротивления — одного из наиболее чувствительных параметров машины — для заданной неравномерности воздушного зазора, является актуальной задачей, создающей основу для установления критериев работоспособности, необходимых для осуществления эффективного косвенного контроля равномерности воздушного зазора.

Полагая, что прогиб вала и относительный сдвиг центров магнитных систем статора и ротора отсутствуют, положение ротора в расточке статора асинхронной машины может быть однозначно определено при использовании трехмерной системы координатных осей. Однако в ряде случаев более целесообразным представляется использование двух независимых двухмерных координатных осей, расположенных в плоскостях торцевых сечений расточки статора машины (рис. 1). Под составляющими векторов эксцентриситета по горизонтальной  $x$  и вертикальной  $y$  осям в указанных сечениях понимаются соотношения вида

$$\epsilon_i = \frac{\delta_i - \delta_{cp}}{\delta_{cp}} \cdot 100\%, \quad i = x, y, \quad (1)$$

где  $\delta_{cp}$  — среднее значение зазора в торцевом сечении расточки статора;  $\delta_i$  — зазор в направлении выбранных взаимно перпендикулярных осей в торцевых сечениях.

Используя обозначения рис. 1 для заданного промежуточного сечения расточки статора  $l_j$ , применяя известное правило векторного анализа о делении отрезка в заданном соотношении, имеем:

$$\epsilon_j = \frac{V \epsilon_2^2 + 2\lambda_j \epsilon_1 \epsilon_2 \cos \alpha + \lambda_j^2 \epsilon_1^2}{1 + \lambda_j}, \quad (2)$$

где  $\epsilon_1, \epsilon_2$  — модули векторов эксцентриситета в первом и втором торцевых сечениях расточки статора, %;

$$\epsilon_1(2) = \text{mod } \epsilon_1(2) = \text{mod } |V \epsilon_1^2(2)x + \epsilon_1^2(2)y| e^{i\beta_1(2)};$$

$$\beta_1(2) = \arctg \frac{\epsilon_1(2)y}{\epsilon_1(2)x};$$

$$\alpha = \beta_1 - \beta_2; \quad \lambda_j = \frac{l_j - l}{l - l_j};$$

$l$  — длина магнитопровода статора, принятая равной единице.

Синхронное индуктивное сопротивление асинхронной машины может быть рассчитано по выражению [Л. 3]:

$$x_{s=0, \epsilon \neq 0} = x_{s=0, \epsilon=0} \left[ 1 + k \int_0^l \epsilon_j(l) dl \right], \quad (3)$$

где  $x_{s=0, \epsilon=0}$  — синхронное индуктивное сопротивление асинхронного двигателя при отсутствии неравномерности воздушного зазора, отн. ед.;  $k$  — коэффициент, учитывающий относительное увеличение синхронного индуктивного сопротивления при начальных условиях  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 100\%$ ;  $\alpha = 0$ .

Для асинхронных и синхронных двигателей с гладким ротором, имеющих число пар полюсов больше двух, можно приближенно принимать  $k = 0,2 \cdot 10^{-2}$ .

Для аппроксимации приведенной выше интегральной зависимости уравнением регрессии использовался известный из теории планирования факторного эксперимента [Л. 5] ортогональный центрально-композиционный план (ОЦКП) второго порядка. Кодирование значений компонентов векторов эксцентриситета  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  в пределах от  $-1,414$  ( $\epsilon = -100\%$ ) до  $+1,414$  ( $\epsilon = 100\%$ ) в рассматриваемом случае приводит к тому, что для ряда планируемых экспериментов границы модулируемой гиперповерхности отклика (синхронного индуктивного сопротивления) выходят за пределы физической реализации неравномерности воздушного зазора.

Указанное обстоятельство, возникающее вследствие использования четырех независимых факторов для описания трехмерного пространства, обуславливает некоторое снижение точности модели. К существенному преимуществу рассматриваемого подхода следует отнести возможность установление связи между синхронным индуктивным сопротивлением машины и зазором, замеренным при непосредственной оценке эксцентриситета машины с помощью щупа в четырех взаимно перпендикулярных направлениях в торцевых частях машины.

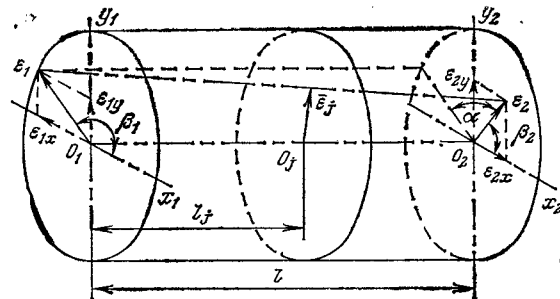


Рис. 1. Координатные оси модели неравномерности воздушного зазора асинхронной машины.

Уравнение регрессии искомой математической модели имеет следующий вид:

$$x_{s=s=0} = \frac{x_{s=0, e \neq 0}}{x_{s=0, e=0}} = 1,1237 + 0,0271(e_{1x}^2 - 0,8) + \\ + 0,0271(e_{1y}^2 - 0,8) + 0,0271(e_{2x}^2 - 0,8) + \\ + 0,0271(e_{2y}^2 - 0,8) + 0,0125e_{1x}e_{1y} + 0,0125e_{1x}e_{2x} + \\ + 0,0125e_{1y}e_{2y} + 0,0125e_{1x}e_{2y} + 0,0125e_{1y}e_{2x} + 0,0125e_{2x}e_{2y}. \quad (4)$$

Уравнение (4) и выражение (3) могут быть использованы для расчета синхронного индуктивного сопротивления при нулевых начальных условиях ( $x_{s=0, e=0}$ ). Для этого необходимо располагать данными расчета по (4) и опытного измерения в соответствии с методикой [Л. 4] синхронного индуктивного сопротивления при произвольных начальных условиях, характеризующихся четырьмя компонентами двух векторов эксцентриситета в торцевых сечениях расточки статора. Практический интерес представляет также использование (4) для определения координат оси ротора относительно оси расточки статора по результатам опытного измерения синхронного индуктивного сопротивления при четырех (или более) последовательных тестовых перемещениях ротора в направлении принятых координатных осей (рис. 1).

Для аналитического исследования функциональной связи между синхронным индуктивным сопротивлением и изменениями воздушного зазора целесообразно сократить количество независимых факторов. Используя введенное выше понятие вектора эксцентриситета в торцевых сечениях расточки статора, представим аппроксимируемую систему зависимой от факторов  $e_1$ ,  $e_2$  и  $\alpha$  (рис. 1). С помощью ОЦКП второго порядка для трех независимых переменных получим уравнение регрессии вида:

$$x_{s=s=0} = 1,0831 + 0,031e_1 + 0,031e_2 - 0,017\alpha + \\ + 0,0058(e_1^2 - 0,73) + 0,0058(e_2^2 - 0,73) - \\ - 0,0023(\alpha^2 - 0,73) - 0,008e_1e_2 - \\ - 0,0097e_1\alpha - 0,0097e_2\alpha. \quad (5)$$

Погрешности аппроксимации поверхности отклика в трехмерном пространстве координат для каждого из пятнадцати экспериментов плана не превышают 1,1%.

Для определения минимальных значений синхронного индуктивного сопротивления при всех возможных изменениях эксцентриситета в пределах его заданных максимальных значений в торцевых сечениях расточки статора рассчитывались сечения поверхности отклика при значениях  $e_1$ , равных 100; 87,5; 75; 62,5; 50%. При этом значение эксцентриситета  $e_2$ , варьируемое во втором торцевом сечении расточки статора (при всех возможных значениях угла  $\alpha$ ), не превышало указанных выше значений.

В качестве примера рассмотрим результаты анализа сечения поверхности отклика при  $e_1=100\%$ , представляющего наибольший интерес. Очевидно, необходимое для исследования уравнение регрессии может быть получено из (5) после подстановки  $e_1=1,215$ . Однако для получения более точных результатов воспользуемся уравнением регрессии, полученным на основе ОЦКП второго порядка, аппроксимирующим синхронное индуктивное сопротивление в плоскости только двух переменных  $e_2$  и  $\alpha$ :

$$x_{s=s=0} = 1,1244 + 0,027e_2 - 0,027\alpha + \\ + 0,0078(e_2^2 - 2/3) - 0,0066(\alpha^2 - 2/3) - \\ - 0,025e_2\alpha. \quad (6)$$

После приведения (6) к каноническому виду путем переноса начала осей координат в особую точку ( $e_2=-1,267$ ,  $\alpha=$

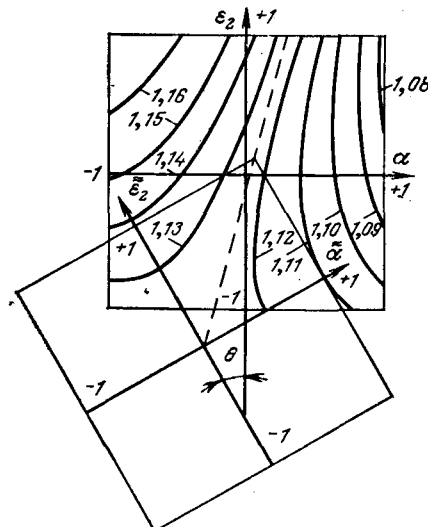


Рис. 2. Контурные кривые факторного пространства синхронного индуктивного сопротивления при значении эксцентриситета в одном из торцевых сечений расточки статора, равном 100%.

$=0,291$ ) и поворота их на угол  $\theta=-29^\circ 57'$  получим:

$$x_{s=s=0} = 0,015\tilde{e}_2^2 - 0,0139\tilde{\alpha}^2 + 1,124. \quad (7)$$

Уравнение (7) описывает гиперболический параболоид (рис. 2). Поскольку знаки коэффициентов при неизвестных разные, то правая часть уравнения представляет собой поверхность типа «минимакс» с уравнением асимптот:

$$\tilde{e}_2 = \pm 1,031\tilde{\alpha}. \quad (8)$$

Как следует из рис. 2, минимально возможное для рассматриваемого условия ( $e_1=100\%$ ) значение синхронного индуктивного сопротивления равно примерно 1,082  $x_{s=s=0}$ . Поскольку контурная кривая этого значения сопротивления (при  $\alpha \approx \pm 1$ ) вытянута вдоль оси  $e_2$ , точное определение непосредственно по графику второй координаты экстремальной точки затруднительно.

Расчеты по (3) в окрестности  $\alpha=\pm 1$  при вариациях  $e_2$  позволили получить следующие уточнения искомого минимума и его координат:

$$x_{s=s=0} = 1,082; e_2 = 37,5\%; \alpha = 180^\circ.$$

Аналогично при условии  $e_2 \leq e_1$  анализировались сечения исследуемой функции для других значений  $e_1$ . В результате был получен ряд минимумов функции  $x_{s=s=0}$  в зависимости от заданных в планируемой области предельно допустимых значений эксцентриситета. Указанные минимумы функции определены в таблице как максимально допустимые значения синхронного индуктивного сопротивления асинхронной машины. Там же приведены значения соответствующих координат исследуемой функции.

Максимально допустимые значения синхронного индуктивного сопротивления имеют место при противоположно направленных смещениях концов вала ротора асинхронной машины, при этом соотношения  $e_2/e_1$  в торцевых сечениях расточки статора при  $e_1 > 50\%$  находятся в пределах 0,375—0,5. При смещении только одного конца вала ( $e_2=0$ ) максимально допустимые значения сопротивления  $x_{s=s=0}$  будут при значениях эксцентриситета  $e_1$ , примерно на 17% меньших предельных. При радиальном смещении ротора в обоих торцевых сечениях статора в одну сторону ( $\alpha=0$ ) и  $e_1=e_2$  те же значения  $x_{s=s=0}$  достигаются при вдвое меньших значениях эксцентриситета, чем в случае одностороннего смещения.

Приведенные в таблице данные позволяют также обосновать выбор коэффициента запаса по изменению синхронного индуктивного сопротивления при контроле работоспособности

Предельное значение эксцентриситета $e_1$ , %	Минимальное значение $x_{s=s=0}$	Координаты экстремального значения	
		$e_2$ , %	$\alpha$ , град
100,0	1,082	37,5	180
87,5	1,072	37,5	180
75,0	1,062	37,5	180
62,5	1,051	25,0	180
50,0	1,042	12,5	180

асинхронной машины по этому параметру. С этой целью рассматривалась зависимость коэффициента

$$k_{\Delta x} = \frac{\Delta x_{\text{min}, \epsilon=100}}{\Delta x_{\text{min}, \epsilon}}$$

в функции коэффициента запаса по значению заданного предельно допустимого эксцентриситета машины

$$k_{\epsilon} = \frac{100}{\epsilon_{\text{пр. доп.}}}$$

Коэффициент  $k_{\Delta x}$  отражает степень отстройки допустимого приращения синхронного индуктивного сопротивления асинхронной машины в эксплуатации от его «аварийного значения».

В аналитической форме записи, использующей аппроксимирующий полином Лагранжа, указанная зависимость (с погрешностью не более 2%) имеет вид:

$$k_{\Delta x} = -0,255 + 1,407k_{\epsilon} - 0,1515k_{\epsilon}^2.$$

Таким образом, обобщенный критерий работоспособности машины, основанный на параметрическом эффекте неравномерности воздушного зазора, может быть выражен соотношением:

$$x_{\text{max доп}} = \left(1 + \frac{1}{k_{\Delta x}} 0,082\right) x_{s=0, \epsilon=0}. \quad (9)$$

Данные таблицы и зависимости (9) показывают, что отстройка от максимально допустимого повышения синхронного индуктивного сопротивления, соответствующего эксцентриситету в одном из торцевых сечений ротора, равному 100%, с коэффициентом запаса  $k_{\Delta x} = 2$  теоретически обеспечивает выявление роста эксцентриситета при достижении последним в одном из торцевых сечений 50%. Однако при измерении синхронного индуктивного сопротивления с помощью интегрирующих устройств с точностью 1% [Л. 4] значение эксцентриситета может оказаться равным примерно 63% (см. таблицу). Ввиду того, что характер графика, соответствующего (9), близок к линейной зависимости, зона возможной погрешности измерений соответствует зоне контролируемого эксцентриситета (для любого заданного значения) в пределах  $\pm 13\%$  границы поля допуска.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М.: АН СССР, 1962.
2. Гашимов М. А. Вопросы исследования несимметрии воздушного зазора электрических машин: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Баку, 1972.
3. Rogozin П. Г., Лапина Н. С. Косвенный контроль неравномерности воздушного зазора асинхронных машин. — Электротехника, 1980, № 3.
4. Rogozin П. Г., Лапина Н. С. Определение индуктивных сопротивлений схемы замещения синхронной машины при неподвижном роторе. — Электротехника, 1976, № 6.
5. Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф., Копылов И. П. Планирование эксперимента в электромеханике. — М.: Энергия, 1975.

[19.03.80]

УДК 621.313.292:538.567.2

## Применение постоянных магнитов в бесконтактных генераторах постоянного тока для ограничения пульсаций выходного напряжения

БАЛАГУРОВ В. А., доктор техн. наук, ЛОХНИН В. В., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Бесконтактные генераторы постоянного тока (БГПТ), заменяющие генераторы со щеточно-коллекторным узлом, не должны превосходить последние по уровню пульсаций выпрямленного напряжения (примерно 8%). Известны [Л. 1] основные мероприятия по снижению пульсаций выпрямленного напряжения: уменьшение отношения линейной нагрузки  $A$  к индукции в воздушном зазоре  $B_{\delta}$ ; увеличение длины воздушного зазора; применение мощного симметричного демпфера; снижение индуктивностей рассеяния контуров статорных и роторных цепей; установка сглаживающего фильтра, увеличение числа фаз якорной обмотки.

Реализация этих мероприятий сопровождается увеличением массы и габаритов БГПТ.

Дальнейшее усовершенствование БГПТ возможно при применении его в качестве магнитоэлектрического генератора с индуктором на постоянных магнитах, полученных на основе редкоземельных элементов и кобальта  $RCo_5$  и имеющих максимальную удельную магнитную энергию  $(BH)_{\text{max}} \geq 240 \cdot 10^3$  Т·А/м. Как показали расчеты [Л. 2], несмотря на относительно небольшие значения остаточной индукции  $B_r$  магнитов  $SmCo_5$ , применение индуктора коллекторного типа (рис. 1) позволяет создать индукцию в воздушном зазоре  $B_{\delta} = 1$  Т и более, что вытекает из анализа следующего выражения:

$$B_{\delta} = \frac{4B_m p b_m e_{\delta}}{\pi \sigma D},$$

где  $p$  — число пар полюсов индуктора;  $D$  — диаметр ротора;  $b_m$  — ширина магнита;  $\sigma$  — коэффициент полюсного перекрытия;  $e_{\delta}$  — отношение э. д. с. в номинальном режиме к э. д. с. холостого хода;  $B_m$  — индукция в среднем

сечении магнита в режиме идеального холостого хода (при бесконечно большой проводимости внешней цепи);  $\sigma$  — коэффициент рассеяния.

Уровень индукции в воздушном зазоре генератора в этом случае может ограничиваться индукцией насыщения стали зубцового слоя статора.

В [Л. 1] показано, что уровень пульсаций выпрямленного напряжения в БГПТ зависит не только от угла коммутации  $\gamma$ , но и от искажающего воздействия поля реакции якоря БГПТ на поле возбуждения; существенного снижения уровня пульсаций выпрямленного напряжения можно добиться лишь одновременным воздействием на оба фактора.

Вышеуказанная задача может быть решена, если вынести якорную обмотку БГПТ из ферромагнитного окружения непосредственно в воздушный зазор и применить в качестве демпфера сплошную медную трубу на индукторе. В этом случае за счет существенного увеличения длины воздушного зазора резко снизится искажающее воздействие поля реакции якоря.

Следует отметить, что использование магнитов  $SmCo_5$  с  $(BH)_{\text{max}} > 200$  Т·кА/м позволяет сохранить значение индукции в воздушном зазоре беспазовой машины на уровне БГПТ электромагнитного возбуждения и таким образом получить массу магнитоэлектрического беспазового БГПТ, не превышающую массу БГПТ электромагнитного возбуждения.

Ограничение уровня пульсаций выпрямленного напряжения до 8% требует комплексного подхода.

Анализ зависимости уровня пульсаций от числа фаз показывает, что пульсации не более 8% могут быть обеспечены в БГПТ с нечетным числом фаз (не менее пяти), а также в  $n$ -мостовой трехфазной схеме с угловым сдвигом трехфазных звезд  $\alpha = 60^\circ/n$ . С точки зрения лучшего использования БГПТ и технологичности выполнения обмотки преимуще-



Параметры	Магнитоэлектрический БГПТ с пазовым статором			Магнитоэлектрический БГПТ с беспазовым статором			БГПТ электромагнитного возбуждения		
$I_d/I_{dн}$	0,33	0,66	1	0,33	0,66	1	0,33	0,66	1
$U_d/U_{dн}$	1	1	0,855	1,1	1	1	1	1	1
$\Delta U, \%$	6	9	11,5	5,6	6,2	7	9,2	11,5	13

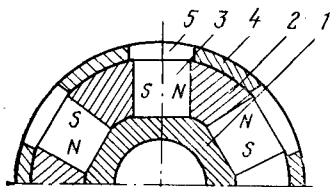


Рис. 1. Ротор с коллекторным размещением магнитов. 1 — немагнитная втулка; 2 — полюс; 3 — магнит; 4 — полюсный наконечник; 5 — немагнитная вставка.

ство имеют обмотки со сдвигом трехфазных звезд. Оптимально спроектированный БГПТ электромагнитного возбуждения с двумя трехфазными звездами, сдвинутыми на  $30^\circ$ , мощностью 10—20 кВт имеет пульсации напряжения в номинальном режиме на уровне 15%. Экспериментальные данные для магнитоэлектрического БГПТ с беспазовым статором аналогичной мощности свидетельствуют, что уровень пульсаций не превышает 7%.

Параметры демпфера оказывают существенное влияние на уровень пульсаций напряжения, что иллюстрируется рис. 2, на котором приведена зависимость пульсаций напряжения от вида демпфера для БГПТ магнитоэлектрического типа с двухмостовой схемой выпрямления.

Рассмотрим, как влияет на пульсации выпрямленного напряжения вынесение якорной обмотки в воздушный зазор в совокупности с применением мощного симметричного демпфера в виде сплошной трубы из материала с высокой электропроводимостью. С достаточной для анализа точностью в этом случае можно использовать зависимость теоретических пульсаций от угла коммутации  $\gamma$  (рис. 3). В свою очередь, для симметричного демпфера, близкого к идеальному, можно считать, что

$$x''_d \approx x''_a,$$

тогда [Л. 3] индуктивное сопротивление коммутации

$$x_k \approx x''_d.$$

Применяя метод определения индуктивного сопротивления коммутации [Л. 1], можно получить зависимость угла коммутации  $\gamma$  от параметров БГПТ:

$$\operatorname{tg}^2 \frac{\gamma}{2} = \frac{3}{\pi} (x''_d)^*, \quad (1)$$

где  $(x''_d)^* = \frac{x''_d}{U_d} I_d$ ;  $U_d$ ,  $I_d$  — номинальные выпрямленные напряжения и ток.

Сверхпереходное индуктивное сопротивление  $x''_d$ , в свою очередь, является функцией индуктивностей рассеяния якорной обмотки  $x_s$ , демпфера  $x_{kd}$ , индуктора  $x_{\sigma в}$  и синхронного индуктивного сопротивления по продольной оси  $x_{ad}$ :

$$x''_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{kd}} + \frac{1}{x_{\sigma в}}}. \quad (2)$$

Анализ выражения (2) показывает, что существенное снижение  $x''_d$  практически может быть достигнуто за счет снижения двух параметров:  $x_s$  и  $x_{kd}$ , причем, как уже указывалось, снижение  $x_{kd}$  достигается за счет установки демпфера, близкого к идеальному (медная труба). Снижение же

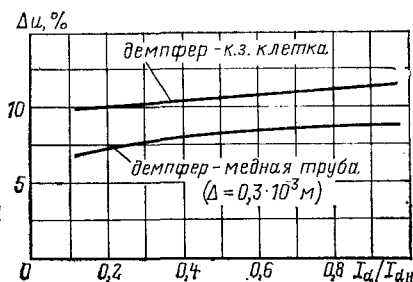


Рис. 2. Зависимость амплитуды пульсаций напряжения от вида демпфера.

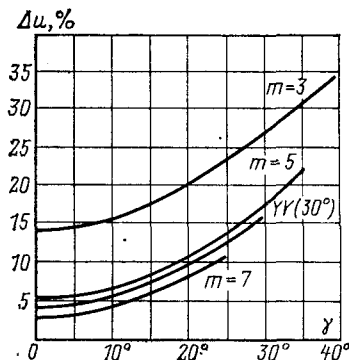


Рис. 3. Теоретические кривые зависимости пульсаций напряжения от угла коммутации.

$x_s$  достигается за счет вынесения якорной обмотки в воздушный зазор, при котором значительно снижается коэффициент пазовой проводимости рассеяния  $\lambda_{п}$ :

$$\lambda_{п} = \mu_0 \left( \frac{1}{\pi} \ln \frac{a + \delta}{\sqrt{2a}} + 0,192 \right),$$

где  $\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума;  $a$  — высота активного слоя обмотки;  $\delta$  — воздушный зазор.

Для проверки вышеизложенного метода снижения пульсаций напряжения был изготовлен макетный образец магнитоэлектрического БГПТ комбинированного возбуждения на магнитах  $\text{SmCo}_5$  мощностью 9 кВт ( $n=4000$  об/мин). Исследования проводились для двух вариантов якорной обмотки: пазовой и беспазовой. Сравнительные данные по пульсациям приведены в таблице.

Как видно из таблицы, магнитоэлектрический БГПТ на магнитах  $\text{SmCo}_5$  позволяет ограничить уровень пульсаций до 8%.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лотоцкий В. А., Айзенштейн Б. М. Некоторые особенности расчета вентильных генераторов постоянного тока с пониженным уровнем пульсаций выходного напряжения. — Труды МИРЭА, 1970, вып. 47.
2. Лохнин В. В. Исследование и разработка бесконтактных генераторов постоянного тока с магнитами на базе редкоземельных элементов и кобальта: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М., 1976. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
3. Глебов И. А. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. — Л.: Энергия, 1966.
4. Балагуров В. А., Кецаис А. А., Лохнин В. В. Перспективы развития магнитоэлектрических генераторов с применением высококоэрцитивных постоянных магнитов. — Электричество, 1977, № 3.

[02.10.80]



## О самовозбуждении машин постоянного тока

КИТАЕВ А. В., ШАКАРЯН Ю. Г.

Анализ существующей литературы [Л. 1—4] показывает, что явление самовозбуждения машин постоянного тока (МПТ) и асинхронных машин объясняли одинаково: как процесс усиления потока остаточного магнетизма токами, протекающими в неподвижной статорной обмотке. В тождественности объяснения не было ничего странного, так как одно и то же физическое явление, даже если оно относится к электрическим машинам разных типов, должно иметь общие основы. Однако затем [Л. 5, 6] было показано, что при самовозбуждении асинхронных электрических машин остаточная намагниченность не играет решающей роли, а физическую природу и механизм самовозбуждения определяют энергетические соотношения и процессы, характерные для автоколебательных систем.

Вопрос о физической сущности природы самовозбуждения машин постоянного тока неоднократно обсуждался в научно-технической литературе. Еще в 1888 г. [Л. 8] была опубликована заметка «Об условии самовозбуждения в динамо-электрической машине» о сообщении проф. С. Томпсона в Физическом обществе 12 мая 1888 г.

В этой заметке, к которой мы обратимся еще раз несколько ниже, было указано: «...Еще в 1867 г. было известно, что динамомашинны обладают способностью самовозбуждаться и это обстоятельство обыкновенно объясняли тем, что в магазинах остается небольшое количество остаточного магнетизма, который вызывает при начале действия машины слабый индуктированный ток вокруг магнитов... Подобное объяснение уже давно считали ошибочным, так как предел, при котором происходит самовозбуждение, зависит от сопротивления цепи, так же как и от скорости, если сопротивление не будет ниже некоторой величины...».

В [Л. 10] также рассмотрен процесс самовозбуждения машин постоянного тока и показано, что это самовозбуждение возможно при отсутствии потока остаточного магнетизма. Несмотря на это в большинстве работ о самовозбуждении машин постоянного тока это явление объясняют, используя условия, сводимые к наличию потока остаточного магнетизма, согласно включению магнитных потоков (остаточного и дополнительного от обмотки возбуждения) и обеспечению сопротивления цепи обмотки возбуждения ниже критического.

В настоящей статье дается описание явления самовозбуждения машин постоянного тока<sup>1</sup>, основанное на тех же физических принципах, которые определяют механизм самовозбуждения асинхронных машин. С этой целью прежде всего определим критерий начала самовозбуждения МПТ из анализа ее линейных дифференциальных уравнений. Рассмотрим вначале режим холостого хода устройства при условии сохранения неизменной угловой частоты вращения приводного двигателя  $\omega$ . Тогда интересующие нас уравнения примут вид:

$$U_B = r_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt}; \quad (1)$$

$$U_A = r_A i_A + \omega M i_B + \frac{d\Psi_A}{dt}, \quad (2)$$

где  $U_B$ ,  $U_A$  — напряжения соответственно на зажимах цепи возбуждения и якоря;  $r_B$ ,  $r_A$  — сопротивления тех же цепей;

<sup>1</sup> Все приведенные далее рассуждения будут относиться, кроме оговоренных случаев, к генератору постоянного тока с параллельной обмоткой возбуждения. Однако при необходимости их можно распространить и на генераторы с другим способом включения обмотки возбуждения.

$M$  — взаимоиндуктивность между обмотками якоря и возбуждения;  $\Psi_B$ ,  $\Psi_A$  — потокосцепления соответствующих обмоток, равные соответственно

$$\Psi_B = L_B i_B; \quad \Psi_A = L_A i_A, \quad (3)$$

$L_B$  и  $L_A$  — индуктивности соответствующих обмоток.

В режиме холостого хода возможно два способа включения обмоток якоря и возбуждения: согласное и встречное. В первом случае

$$U_B = U_A; \quad i_B = -i_A; \quad (4)$$

во втором

$$U_B = -U_A; \quad i_B = i_A. \quad (4a)$$

При этом положительные направления напряжений и токов приняты совпадающими и направленными от концов обмоток к их началу. Отсюда, обозначая  $p = \frac{d}{dt}$ , из (1) — (3)

можно получить следующее характеристическое уравнение:

$$p(L_B + L_A) + (r_B + r_A \mp \omega M) = 0,$$

из которого найдем его корень:

$$p = -\frac{r_B + r_A \mp \omega M}{L_B + L_A}. \quad (5)$$

Очевидно, при встречном включении обмоток (знак «+» перед  $\omega M$ ) корень  $p$  всегда отрицателен и система неспособна самовозбудиться<sup>2</sup>.

Если же обмотки якоря и возбуждения включены согласно (знак «-» перед  $\omega M$ ), то, очевидно, при

$$\omega M > r_B + r_A \quad (6)$$

корень  $p$  будет больше нуля и система окажется в неустойчивом состоянии, т. е. способной к самовозбуждению.

Используя аналогичный подход, рассмотрим работу машины под нагрузкой, т. е. когда к ее зажимам подключено, в общем случае, активно-индуктивное сопротивление.

Тогда к уравнениям (1) — (3) должны быть добавлены соотношения

$$\left. \begin{aligned} U_A &= (r_A + pL_A) i_A; \\ i_A + i_A + i_B &= 0; \\ U_A &= U_B. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее рассматриваемому случаю, имеет вид:

$$p^2[L_B L_A + L_B L_B + L_B L_A] + p[L_A r_B + L_B r_A + L_B(r_B + r_A) \mp L_B \omega M] + [r_B r_A + r_A(r_B + r_A) \mp r_B \omega M] = 0. \quad (8)$$

Эта система при встречном включении обмоток якоря и возбуждения всегда устойчива, т. е. не способна самовозбудиться, так как все члены характеристического уравнения (8) оказываются больше нуля. При согласном включении обмоток система будет самовозбуждаться, если будет выполнено по крайней мере одно из написанных ниже условий:

$$\omega M > r_B + r_A + \frac{r_B r_A}{r_A}; \quad (9)$$

$$\omega M > r_B + r_A + r_B \frac{L_A}{L_B} + r_A \frac{L_B}{L_A}. \quad (10)$$

Из (9) и (10) можно сделать несколько интересных выводов:

машина постоянного тока, включенная на короткозамкнутую перемычку ( $r_A = L_A = 0$ ), не способна самовозбудиться;

<sup>2</sup> Достичь самовозбуждения, т. е.  $p > 0$ , в этом случае можно, изменив направление вращения ротора.

при  $r_a=0$  и  $L_a \neq 0$  (машина по «постоянному току» замкнута накоротко, но индуктивность этой цепи отлична от нуля) машина постоянного тока может самовозбудиться, т. е. в ее контурах будут протекать токи  $i_a$  и  $i_b$ , если будет выполнено условие (10);

при  $L_a=0$  и  $r_a \neq 0$  самовозбуждение машины постоянного тока определяется в соответствии с условием (9).

Проведенный анализ по определению критериев самовозбуждения, выполненный на основе анализа характеристик уравнения, т. е. по методике, разработанной для асинхронных и синхронных машин, показывает, что для начала самовозбуждения МПТ в любом режиме работы необходимо выполнение определенных соотношений между ее параметрами, достаточная скорость вращения приводного двигателя и определенный способ включения обмоток якоря и возбуждения или определенное направление вращения ротора. Полученные критерии не выставляют никаких требований к значению и причине начального импульса. Следовательно, МПТ — это устройство, которое способно выйти из состояния равновесия под воздействием любого случайного импульса (наводка, коммутационные токи и т. п.). Отсюда следует, что роль, приписываемая в технической литературе потоку остаточного магнетизма, как единственной первопричине начала самовозбуждения, сильно преувеличена. Даже при полном отсутствии потока остаточного магнетизма найдется немало различных возмущающих факторов, способных дать начальный толчок, достаточный для выхода системы из состояния равновесия.

Интересно отметить, что в упоминавшейся выше заметке [Л. 8] были получены на основе физического рассмотрения процесса самовозбуждения соотношения, полностью совпадающие с соотношениями (6) и (9) настоящей статьи<sup>3</sup>.

Обратимся теперь к механизму физических процессов, определяющих развитие процесса самовозбуждения машины постоянного тока. Обозначим через

$$E_a = -\omega M i_b \quad (11)$$

э. д. с., наведенную в якорной обмотке током возбуждения.

Из (1) и (2) для режима холостого хода с учетом (4) можно получить зависимость:

$$\frac{d(L_a + L_b) i_b}{dt} = E_a - (r_a + r_b) i_b = E_a - (\Delta U_a + U_b). \quad (12)$$

Здесь  $\Delta U_a$  — падение напряжения в якорной цепи;  $U_b$  — напряжение обмотки возбуждения.

Из (12) следует, что увеличение тока возбуждения ( $\frac{di_b}{dt} > 0$ ) будет продолжаться до тех пор, пока значение э. д. с. не окажется равным сумме падений напряжения в резисторах цепи якоря и возбуждения. Для пояснения этого процесса можно воспользоваться построениями, данными в [Л. 10].

Рассмотрим рис. 1. Если пренебречь падением напряжения цепи якоря  $\Delta U_a$  по сравнению с  $U_b$ , то несложно показать, что процесс самовозбуждения окончится в точке М, если же учесть это падение напряжения, то этот процесс будет заканчиваться в точке N, что зависит от значения сопротивления  $r_a$ .

За начало процесса самовозбуждения берется ток  $i_{b1}$ , какого-то случайного или специального электрического импульса. Следовательно, произведение  $U_{b1} i_{b1}$  определит мощность этого импульса, причем эта мощность характеризуется

<sup>3</sup> В [Л. 8] приведены следующие соотношения. Для работы машины на холостом ходу предельное условие самовозбуждения:

$$4\pi C S n = \Sigma p (r_a + r_s).$$

Для работы под нагрузкой

$$4\pi C S n = \Sigma p \left( r_a + r_s + \frac{r_a r_s}{R} \right).$$

Здесь  $r_a$ ,  $r_s$  и  $R$  — сопротивления якоря, индуктора и нагрузки;  $S$  — число витков;  $C$  — некоторый коэффициент;  $\Sigma p$  — магнитное сопротивление;  $n$  — скорость вращения.

Очевидно, что  $\frac{4\pi C S}{\Sigma p} \equiv M$ , где  $M$  — коэффициент взаимной индукции. Отсюда видна полная идентичность этих соотношений с формулами (6) и (9).

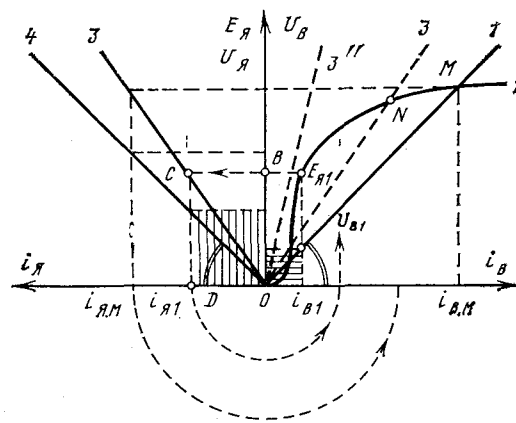


Рис. 1. Зависимости падения напряжения в цепи якоря от тока возбуждения  $U_b = r_b i_b$  (1); между  $E_a$  и  $i_b$  без учета потока остаточного намагничивания (2); и между э. д. с.  $E_a$  и падениями напряжения ( $\Delta U_a + U_b$ ) в функции тока якоря (возбуждения) (3).

площадью, заштрихованной в первом квадранте горизонтальными линиями. Ток  $i_{b1}$  создаст э. д. с.  $E_{a1}$ , произведение  $E_{a1} i_{b1}$  определит мощность, развиваемую якорной цепью, причем, как видно из рисунка, эта мощность определяется площадью  $OBCD$ . Из рис. 1 видно, что эта мощность делится на две составляющие: участок, заштрихованный вертикальными линиями, представляет мощность, посылаемую в цепь обмотки возбуждения<sup>4</sup>, незаштрихованный участок — собственные потери якоря.

Как уже указывалось, процесс самовозбуждения будет оканчиваться в точке N — точке пересечения линии 3 с х. х. машины. По мере роста сопротивления  $r_a$  будет уменьшаться развиваемая якорем мощность и увеличиваться доля собственных потерь якоря. В точке 3'' усилительные свойства рассматриваемой системы исчезают и процесс самовозбуждения не возникает.

Рассмотренное выше позволяет установить аналогию между генератором постоянного тока и автоколебательными системами.

Эти системы имеют структурную схему, приведенную на рис. 2,а. Принципы их работы подробно рассмотрены в [Л. 7] и связаны с подачей в колебательное звено определенных импульсов энергии от источника при использовании звена лапана и обратной связи. Важным условием работы любой автоколебательной системы является необходимость выполнения требований баланса амплитуды и фазы. С физической точки зрения выполнение баланса амплитуды означает, что поступающая в контур энергия должна быть меньше расходуемой. Условие же баланса фазы, в свою очередь, требует, чтобы поступление мощности в контур шло одновременно с ее расходом и в направлении восполнения, а не в противофазе.

Типичным примером электрической автоколебательной системы является ламповый автогенератор (см. рис. 2,б). Возникает вопрос, может ли указанный генератор самовозбуждаться на нулевой частоте, т. е. при постоянном токе? Очевидно, что в предложенных условиях рассматриваемая схема претерпевает следующие изменения: ветвь с емкостью  $S$  разрывается, а в ветви с индуктивностью индуктивное сопротивление становится равным нулю. Введем вместо него некоторое добавочное активное сопротивление (см. рис. 2,в) и свяжем его с цепью обратной связи гальваническим путем. В итоге получится известная схема работы триода в режиме самонасыщения. Структурно эта схема имеет те же звенья, что и автоколебательная система с заменой лишь колебательного звена на нагрузочное, состоящее из сопротивления и индуктивной обратной связи на гальваническую (см. рис. 2,г). Следовательно, принципы действия и условия работы новой системы будут теми же, что и в типично автоколеба-

<sup>4</sup> Прямая 4 является зеркальным отображением прямой 1, то же можно сказать о прямых 3 и 3'.

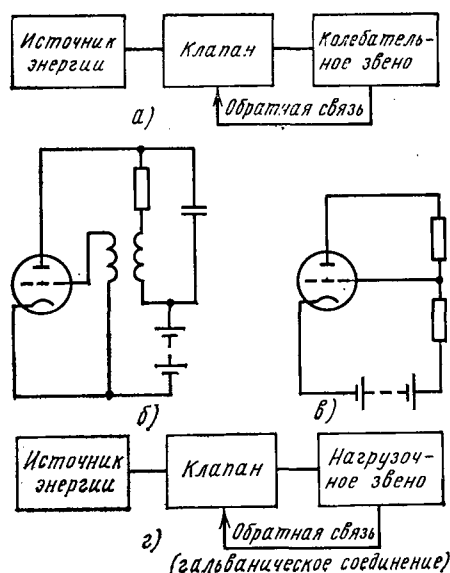


Рис. 2. К переходу от автоколебательной системы к самонасыщающейся системе постоянного тока.

а — структурная схема автоколебательной системы; б — схема лампового автогенератора как типично автоколебательной системы; в — схема работы триода в режиме самонасыщения; г — структурная схема самонасыщающейся системы.

тельной системе. Условимся называть такую систему самонасыщающейся системой постоянного тока.

Интересующий нас генератор постоянного тока имеет все звенья самонасыщающейся системы, а именно: источник энергии — приводной двигатель, клапан — цепь якоря, нагрузочное звено — сопротивление обмотки возбуждения, обратная связь — гальваническое соединение между собой цепей якоря и обмотки возбуждения. Кроме того, для самовозбуждения генератора постоянного тока нужно, как это показано выше, так обеспечить работу якорной цепи, чтобы поступление от нее энергии в обмотку возбуждения шло в правильном направлении и в достаточном количестве, т. е. в полном соответствии с требованиями баланса амплитуды и фазы. Отсюда очевидна полная аналогия механизма развития процесса самовозбуждения генератора постоянного тока с явлением нарастания тока в цепи триода, работающего в режиме самонасыщения, и принадлежность рассматриваемого генератора к самонасыщающимся системам.

Часто, описывая работу клапана, обращают внимание на тот факт, что он создает по отношению к выходному звену эффект отрицательного сопротивления. Разработанное нами объяснение находится в полном соответствии и с этим положением. Действительно, именно клапан (якорная цепь) со-

здает в контуре рассматриваемого устройства отрицательное сопротивление —  $\omega M$ , на что указывают соотношения (6), (9) и (10).

Необходимо заметить, что описанная выше аналогия между возбуждением машины постоянного тока и автоколебательным возбуждением лампового генератора носит лишь качественный характер. Как следует из соотношений (5) и (8), самовозбуждение генератора описывается дифференциальным уравнением первого или второго порядка (последнее в случае работы под нагрузкой), тогда как автоколебательное возбуждение лампового генератора описывается дифференциальным уравнением второго и более высокого порядка [Л. 7].

Согласно изложенной точки зрения на процесс самовозбуждения машин постоянного тока можно сформулировать следующие условия самовозбуждения:

наличие первоначального электрического импульса<sup>5</sup>;  
выполнение требований баланса амплитуды и фазы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Ч. I. — Л.: Энергия, 1972.
2. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. III. — М.: ГЭИ, 1963.
3. Важнов А. И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1969.
4. Электротехника/ Под ред. В. С. Пантюшина. — М.: Высшая школа, 1976.
5. Нетушил А. В., Листвин В. С. Автономный асинхронный генератор как нелинейная автоколебательная система. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 5.
6. Китаев А. В., Орлов И. Н. О физическом механизме самовозбуждения асинхронной машины. — Электричество, 1978, № 4.
7. Харкевич А. А. Линейные и нелинейные системы. — М.: Наука, 1973.
8. Об условии самовозбуждения в динамоэлектрической машине (Д. Г.). Сообщение проф. С. Томпсона в Физическом обществе 12 мая 1888 г. — Электричество, 1888, № 13—14.
9. Нетушил А. В., Шнейберг Я. А. Основание журнала «Электричество» и первые двадцать лет его деятельности. — Электричество, 1979, № 7.
10. Физические основы электротехники/ Под ред. проф. К. М. Поливанова. — М.: Госэнергоиздат, 1950.

[03.11.79]

<sup>5</sup> Одним из факторов, способствующих созданию этого импульса, естественно, может служить и остаточная намагниченность статора. Однако роль этого фактора — нерешающая. Подобный импульс может быть создан и за счет предварительно заряженной конденсаторной батареи, а также другими известными способами.

УДК 621.313.32.064.1.001.24

## Новое решение уравнений трехфазного короткого замыкания синхронной машины

ЛУПКИН В. М., канд. техн. наук

ВНИИЭлектромаш

В статье дано аналитическое решение уравнений симметричного трехфазного к. з. одиночной синхронной машины без демпферной обмотки на основе метода [Л. 1], предложенного автором для решения двухфазного к. з. синхронной машины [Л. 2], отличное от метода [Л. 3]. С методической точки зрения единый подход к решению как симметричных, так и несимметричных переходных процессов синхронной машины является более оправданным.

Принятые допущения и исходные дифференциальные уравнения. Коэффициенты индукции синхронной машины приведены в приложении. Все допущения и обозначения параметров те же, что и в [Л. 3].

При трехфазном к. з. синхронной машины справедливы

уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{ab}}{dt} &= -r(i_a - i_b); \\ \frac{d\Psi_{cb}}{dt} &= -r(i_c - i_b); \\ \frac{d\Psi_r}{dt} &= -r_r i_r + U_r, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\Psi_{ab} = \Psi_a - \Psi_b$ ,  $\Psi_{cb} = \Psi_c - \Psi_b$ ,  $i_a + i_b + i_c = 0$ .

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Потокосцепления фаз и обмотки возбуждения:

$$\Psi_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{ar}i_r;$$

$$\Psi_b = L_{bb}i_b + L_{ba}i_a + L_{bc}i_c + L_{br}i_r;$$

$$\Psi_c = L_{cc}i_c + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cr}i_r;$$

$$\Psi_r = L_{rr}i_r + L_{ra}i_a + L_{rb}i_b + L_{rc}i_c.$$

Подставляя в эти уравнения значения коэффициентов индукции и при условии, что  $i_a + i_b + i_c = 0$ , получим следующие уравнения, связывающие потокосцепления и токи, записанные в матричном виде:

Выражения для токов трехфазного к. з. одиночной синхронной машины. Подстановкой  $\Psi = V \left( \tau, \frac{1}{\omega} \right)$  у система

(4) приводится к системе с постоянными коэффициентами [Л. 1]:

$$\frac{dy}{dt} = W \left( \frac{1}{\omega} \right) y + f(\tau), \quad (5)$$

$$\begin{aligned} & \begin{vmatrix} \Psi_{ab} \\ \Psi_{cb} \\ \Psi_r \end{vmatrix} = \\ & = \begin{vmatrix} \frac{L_d + L_q}{2} + (L_d - L_q) \cos 2\tau & -\frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} (\cos 2\tau + \sqrt{3} \sin 2\tau) & \sqrt{3} M_d \cos \left( \tau + \frac{\pi}{6} \right) \\ -\frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\tau - \sqrt{3} \sin 2\tau & -(L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos 2\tau & -\sqrt{3} M_d \sin \tau \\ \sqrt{3} M_d \sin \left( \tau + \frac{\pi}{3} \right) & \sqrt{3} M_d \sin \tau & L_r \end{vmatrix} \times \\ & \times \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_r \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (2)$$

Выразим токи из (2) через потокосцепления:

$$\begin{aligned} & \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_r \end{vmatrix} = \\ & = \begin{vmatrix} \frac{L_d \sigma_d + L_q - (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau}{3L_d \sigma_d L_q} & -\frac{L_d \sigma_d + L_q - (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau - \sqrt{3} (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau}{2 \cdot 3L_d \sigma_d L_q} & -\frac{M_d \cos \tau}{L_d \sigma_d L_r} \\ \frac{L_d \sigma_d + L_q - (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau + \sqrt{3} (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau}{2 \cdot 3L_d \sigma_d L_q} & -\frac{L_d \sigma_d + L_q + 2(L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau}{2 \cdot 3L_d \sigma_d L_q} & -\frac{M_d (\sqrt{3} \sin \tau - \cos \tau)}{2L_d \sigma_d L_r} \\ -\frac{M_d \cos \tau}{L_d \sigma_d L_r} & -\frac{M_d (\sqrt{3} \sin \tau - \cos \tau)}{2L_d \sigma_d L_r} & \frac{1}{\sigma_d L_r} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Psi_{ab} \\ \Psi_{cb} \\ \Psi_r \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

Подставив токи из (3) в (1), получим исходную систему дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами трехфазного к. з. синхронной машины:

$$\begin{aligned} & \begin{vmatrix} \frac{d\Psi_{ab}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{cb}}{dt} \\ \frac{d\Psi_r}{dt} \end{vmatrix} = \\ & = \begin{vmatrix} r \left[ L_d \sigma_d + L_q - (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau - \frac{1}{\sqrt{3}} (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau \right] & r \left[ (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau + \frac{1}{\sqrt{3}} (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau \right] & -\frac{r \sqrt{3} M_d (\sin \tau - \sqrt{3} \cos \tau)}{2L_d \sigma_d L_r} \\ -\frac{r (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau}{\sqrt{3} L_d \sigma_d L_q} & -\frac{r \left[ L_d \sigma_d + L_q + (L_d \sigma_d - L_q) \cos 2\tau - \frac{1}{\sqrt{3}} (L_d \sigma_d - L_q) \sin 2\tau \right]}{2L_d \sigma_d L_q} & -\frac{r M_d \sin \tau}{L_d \sigma_d L_r} \\ \frac{r_r M_d \cos \tau}{L_d \sigma_d L_r} & -\frac{r_r M_d (\sqrt{3} \sin \tau - \cos \tau)}{2L_d \sigma_d L_q} & -\frac{r_r}{L_r \sigma_d} \end{vmatrix} \times \\ & \times \begin{vmatrix} \Psi_{ab} \\ \Psi_{cb} \\ \Psi_r \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ U_r \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (4)$$

где  $V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)$  — неособенная матрица приведения периода  $2\pi$ , чем  $V\left(0, \frac{1}{\omega}\right) = V\left(2\pi, \frac{1}{\omega}\right) = E$ ;  $W\left(\frac{1}{\omega}\right)$  — матрица, не зависящая от  $\tau$ ;  $f(\tau) = V^{-1}\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)U$ ,  $U$  — столбцовая матрица свободных членов системы (4).

Матрицы  $V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)$  и  $W\left(\frac{1}{\omega}\right)$  определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) &= E + \frac{1}{\omega} V_1(\tau); \\ W\left(\frac{1}{\omega}\right) &= W_0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В свою очередь матрицы:

$$W_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A(\tau) d\tau, \quad V_1(\tau) = \int_0^{\tau} [A(\tau) - W_0] d\tau,$$

где  $A(\tau)$  — матрица коэффициентов при потокоцеплениях в (4).

При приведении исходной системы (4) по формулам (6) в решении для токов учитываются активные сопротивления обмоток и остаются неучтенными члены, пропорциональные произведению декрементов затухания обмоток:  $\left(\frac{r}{x_d}\right)^2$ ,  $\frac{rr_r}{x_d x_q}$  и  $\left(\frac{r_r}{x_r}\right)^2$ , которые для реальных машин являются ничтожно малыми по сравнению с 1. Поскольку активные сопротивления обмоток синхронной машины пренебрежимо малы по сравнению с индуктивными, матрицу приведения достаточно представить единичной матрицей, т. е.  $V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) = E$ , при этом

в выражениях для токов пропадают члены, пропорциональные активным сопротивлениям обмоток. В случае необходимости более точного определения матриц по формуле (6) следует воспользоваться формулами [Л. 2]. В результате указанных упрощений получается приведенная система (5) с постоянными коэффициентами:

$$\left\| \begin{aligned} \frac{d\Psi_{ab}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{cb}}{dt} \\ \frac{d\Psi_r}{dt} \end{aligned} \right\| = \left\| \begin{aligned} -\frac{r\omega(x'_d + x_q)}{2x'_d x_q} & 0 \\ 0 & -\frac{r\omega(x'_d + x_q)}{2x'_d x_q} \\ 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_r \sigma_d} \end{aligned} \right\| \times \left\| \begin{aligned} \Psi_{ab} \\ \Psi_{cb} \\ \Psi_r \end{aligned} \right\| + \left\| \begin{aligned} 0 \\ 0 \\ U_r \end{aligned} \right\|. \quad (7)$$

Характеристическое уравнение системы (7)

$$D(p) = \left[ p + \frac{r\omega(x'_d + x_q)}{2x'_d x_q} \right]^2 \left( p + \frac{r_r}{L_r \sigma_d} \right) = 0$$

даст кратный корень  $p_{1,2} = -\frac{r\omega(x'_d + x_q)}{2x'_d x_q}$  и  $p_3 = -\frac{r_r}{L_r \sigma_d}$ , что целиком совпадает с корнями, определенными в [Л. 3] по первому приближению.

Решение систем (7) с постоянными коэффициентами известно и при наличии кратных корней [Л. 4]:

$$\left\| \begin{aligned} \Psi_{ab} \\ \Psi_{cb} \\ \Psi_r \end{aligned} \right\| = e^{p_1 t} \left\| \begin{aligned} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{aligned} \right\| \left\{ \left\| \begin{aligned} \Psi_{ab}(0) \\ \Psi_{cb}(0) \\ \Psi_r(0) \end{aligned} \right\| + \int_0^t e^{-p_1 s} \left\| \begin{aligned} 0 \\ 0 \\ U_r \end{aligned} \right\| ds \right\} + \\ + \frac{d}{dp} \left\| \begin{aligned} p - p_{1,2} & 0 \\ 0 & p - p_{1,2} \\ 0 & 0 & \frac{(p - p_{1,2})^2}{p - p_3} \end{aligned} \right\| \times \\ \times \left\| \begin{aligned} \Psi_{ab}(0) \\ \Psi_{cb}(0) \\ \Psi_r(0) \end{aligned} \right\| e^{p_{1,2} t} + \\ + \int_0^t \left\| \begin{aligned} p - p_{1,2} & 0 & 0 \\ 0 & p - p_{1,2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(p - p_{1,2})^2}{p - p_3} \end{aligned} \right\| \times \\ \times \left\| \begin{aligned} 0 \\ 0 \\ U_r \end{aligned} \right\| e^{p_{1,2} s} ds \right\}_{p=p_{1,2}},$$

что дает

$$\Psi_{ab} = \Psi_{ab}(0) e^{p_{1,2} t}, \quad \Psi_{cb} = \Psi_{cb}(0) e^{p_{1,2} t},$$

$$\Psi_r = \frac{L_r U_r}{r_r} [\sigma_d + p_d e^{p_3 t}].$$

Поскольку миноры присоединенной матрицы для кратного корня  $p_{1,2}$  равны нулю, в решении отсутствуют члены с множителем  $t$ .

Для к. з. из режима х. х.

$$\Psi_{ab}(0) = \sqrt{3} M_d \frac{U_r}{r_r} \cos\left(\tau_0 + \frac{\pi}{6}\right);$$

$$\Psi_{cb}(0) = -\sqrt{3} M_d \frac{U_r}{r_r} \sin \tau_0;$$

$\Psi_r(0) = \frac{L_r U_r}{r_r}$ ;  $E_0 = \frac{\omega M_d U_r}{r_r}$ ;  $\tau_0$  — начальное значение угла между продольной осью ротора и осью фазы а.

Подставив найденные значения потокоцеплений в выражения для токов (3), получим:

$$i_a = -E_0 \left\{ \left[ \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'd}} \right] \cos(\tau_0 + \omega t) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{1}{x'_d} + \frac{1}{x_q} \right) \cos \tau_0 + \left( \frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_q} \right) \cos(2\omega t + \tau_0) \right] e^{-\frac{t}{T_s}} \right\}; \quad (8)$$

$$i_r = \frac{U_r}{r_r} \left[ 1 + \frac{x_d - x'_d}{x'_d} e^{-\frac{t}{T'd}} - \frac{x_d - x'_d}{x'_d} e^{-\frac{t}{T_s}} \cos \omega t \right],$$

где  $T'd = \frac{L_r \sigma_d}{r_r}$ ;  $T_s = \frac{2x'_d x_q}{r\omega(x'_d + x_q)}$ , что целиком совпадает с выражениями для токов из [Л. 3].

Приложение. Коэффициенты самоиндукции фаз статора равны:

$$L_a = \frac{l_d + l_q}{2} + \frac{l_d - l_q}{2} \cos 2\tau; \quad L_b = \frac{l_d + l_q}{2} + \\ + \frac{l_d - l_q}{2} \cos\left(2\tau + \frac{2\pi}{3}\right); \quad L_c = \frac{l_d + l_q}{2} +$$

$$+ \frac{l_d - l_q}{2} \cos \left( 2\tau - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$\tau = \omega t + \tau_0$ ,  $\tau_0$  — угол между осью ротора и магнитной осью фазы  $a$  при  $t=0$ ;  $l_d$ ,  $l_q$  — коэффициенты самоиндукции обмотки статора при продольном и поперечном положении ротора, т. е. при  $\tau_0=0$  и  $\tau_0=\frac{\pi}{2}$  соответственно.

Коэффициенты взаимной индукции фаз статора:

$$L_{ab} = L_{ba} = \frac{m_d + m_q}{2} - (m_d - m_q) \cos \left( 2\tau - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$L_{bc} = L_{cb} = \frac{m_d + m_q}{2} - (m_d - m_q) \cos 2\tau;$$

$$L_{ac} = L_{ca} = \frac{m_d + m_q}{2} - (m_d - m_q) \cos \left( 2\tau + \frac{2\pi}{3} \right);$$

$m_d$ ,  $m_q$  — коэффициенты взаимной индукции двух фаз при продольном и поперечном положении ротора соответственно.

Коэффициенты взаимной индукции контура возбуждения и фаз статора:

$$L_{ar} = L_{ra} = M_d \cos \tau; \quad L_{br} = L_{rb} = M_d \cos \left( \tau - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$L_{cr} = L_{rc} = M_d \cos \left( \tau + \frac{2\pi}{3} \right);$$

$M_d$  — коэффициент взаимной индукции при продольном положении ротора.

Кроме того, справедливы следующие соотношения:

$$L_d - L_q = 3l_2; \quad m_d - m_q = -m_2; \quad m_2 = l_2;$$

$$L_d = l_d - m_a; \quad L_q = l_q - m_q;$$

$$\mu_d = \frac{3M_d^2}{2L_d L_r}; \quad \sigma_d = 1 - \mu_d;$$

$$x_d = \omega L_d; \quad x_q = \omega L_q; \quad x_r = \omega L_r; \quad x'_d = \omega L_d \sigma_d.$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бреус К. А. Об одном классе линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. — Украинский математический журнал, 1960, т. 12, № 4.
2. Лупкин В. М. Решение линейных дифференциальных уравнений двухфазного короткого замыкания синхронной машины. — Электричество, 1980, № 2.
3. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. — М.: ГЭИ, 1950.
4. Крылов А. Н. О некоторых дифференциальных уравнениях математической физики, имеющих приложение в технических вопросах. — М.: АН СССР, 1923.

[22.09.80]

УДК 621.313.333.001.24

## Повышение точности расчета линейных асинхронных двигателей с ферромагнитным рабочим телом

ОГАРКОВ Е. М., РУСОВ В. А.

Пермь

Линейные асинхронные двигатели (ЛАД) со сплошным ферромагнитным рабочим телом находят все более широкое применение. Расчет параметров и характеристик таких двигателей представляет значительные трудности из-за необходимости учета насыщения и вытеснения тока в ферромагнитном массиве. В настоящее время при исследованиях и расчетах ЛАД используются два основных метода.

Первый метод является приближенным и наиболее широко используется на практике из-за своей простоты [Л. 1, 2]. Этот метод базируется на исследованиях [Л. 3]. Известно выражение для расчета комплексного единичного сопротивления среды с постоянными электромагнитными параметрами

$$\underline{Z} = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu s}{2\gamma}}. \quad (1)$$

В [Л. 3] для ферромагнитной среды предложено

$$\underline{Z} = (1 + j0,6) \sqrt{\frac{\omega \mu s}{\gamma}}, \quad (2)$$

где  $\mu$  и  $\gamma$  — магнитная проницаемость и электропроводность среды;  $s$  — скольжение,  $\omega = 2\pi f_1$ ;  $f_1$  — частота тока индуктора;  $f_2 = f_1 s$  — частота вторичного тока.

С помощью этого сопротивления можно определить параметры схемы замещения массивного ферромагнитного вторичного тела [Л. 1]. При расчетах электромагнитных полей с помощью  $\underline{Z}$  связывают между собой касательные составляющие электрического и магнитного полей на поверхности вторичного тела, т. е. единичное сопротивление  $\underline{Z}$  используется в качестве граничного условия [Л. 2]. И в первом и во втором случаях применение  $\underline{Z}$  позволяет существенно упростить расчеты, так как исключает рассмотрение физических процессов внутри нелинейной ферромагнитной среды.

Следует отметить, что формулы (1) и (2) получены для плоской волны электромагнитного поля, т. е. такой волны, плоскость которой параллельна поверхности вторичного тела,

а направление распространения совпадает с нормалью к поверхности. Согласно [Л. 3] для использования этих формул необходимо, чтобы толщина вторичного тела не менее чем в 2 раза превышала глубину проникновения плоской волны.

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}}. \quad (3)$$

Второй метод обеспечивает высокую точность расчета электромагнитного поля в сплошном ферромагнитном рабочем теле ЛАД, но мало используется на практике из-за большой трудоемкости. В этом методе ферромагнитный массив условно делится на несколько тонких слоев и в пределах каждого слоя магнитная проницаемость считается постоянной [Л. 4—6].

Рассмотрим немного подробнее второй метод расчета ЛАД. Будем считать, что электромагнитное поле по ширине машины не изменяется и возбуждается бегущей вдоль координаты  $x$  волной тока

$$i = I_m e^{j(\omega t - \alpha x)}, \quad (4)$$

где  $\alpha = \pi/\tau$ ;  $t$  — время;  $\tau$  — длина полюсного деления.

При достаточно большой длине машины зависимость электромагнитного поля от времени и продольной координаты  $x$  аналогична (4). С учетом этих допущений изменение векторного магнитного потенциала по толщине тонкого слоя, магнитную проницаемость которого можно считать постоянной, описывается уравнением [Л. 7]:

$$\frac{d^2 \dot{A}}{dy^2} - p^2 \dot{A} = 0; \quad (5)$$

где

$$p = \sqrt{\alpha^2 + j\omega \mu \gamma}; \quad (6)$$

$y$  — координата, перпендикулярная поверхности вторичного тела ЛАД.

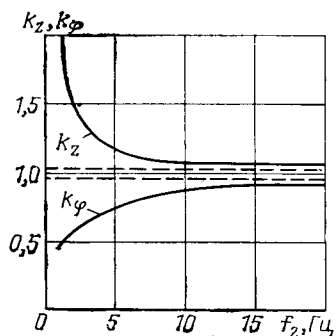


Рис. 1. Зависимость коэффициентов  $k_z$  и  $k_\varphi$  от частоты вторичного тока при длине полюсного деления 5 см.

Решение уравнения (5) имеет вид

$$\dot{A} = C_1 e^{\rho y} + C_2 e^{-\rho y}, \quad (7)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — постоянные интегрирования, определяемые из граничных условий.

При принятых допущениях вектор напряженности электрического поля в рабочем теле ЛАД имеет только поперечную составляющую

$$\dot{E} = -j\omega (C_1 e^{\rho y} + C_2 e^{-\rho y}). \quad (8)$$

Напряженность магнитного поля имеет две составляющие — касательную  $H_x$  и нормальную  $H_y$ :

$$H_x = -\frac{\rho}{j\omega} (C_1 e^{\rho y} - C_2 e^{-\rho y}); \quad (9)$$

$$H_y = -j\alpha (C_1 e^{\rho y} + C_2 e^{-\rho y}). \quad (10)$$

Так как вектор напряженности электрического поля параллелен поверхности вторичного тела, то угол  $\psi$  между направлением распространения электромагнитной волны и нормалью к поверхности вторичного тела зависит от отношения составляющих напряженности магнитного поля  $H_y$  и  $H_x$ . Расчеты, выполненные при условном разделении ферромагнитной шины в семь слоев, показали, что

по мере проникновения волны в глубь ферромагнитного массива угол  $\psi$  уменьшается по сравнению с его значением на поверхности массива;

угол  $\psi$  близок к нулю только при больших значениях длины полюсного деления и скольжения, т. е. бегущую волну электромагнитного поля ЛАД можно считать плоской только при больших значениях  $\tau$  и  $s$ ;

при уменьшении частоты вторичного тока и длины полюсного деления угол  $\psi$  может возрасти до  $45^\circ$ .

По первому и второму методам были рассчитаны глубина проникновения поля и единичное комплексное сопротивление массивной ферромагнитной шины ЛАД. В приближенном методе они определялись по соотношениям (2) и (3). При расчетах по второму методу единичное комплексное сопротивление определялось как отношение касательных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей на поверхности массива [Л. 2]. За глубину проникновения поля при этом принималось расстояние от поверхности массива, при котором поток электромагнитной мощности затухает на 95% [Л. 3, 8].

При сравнении результатов расчетов оказалось, что погрешность расчетов по приближенному методу мало зависит от напряженности магнитного поля на поверхности вторичного тела и существенно зависит от  $\tau$  и  $f_2$ .

На рис. 1 приведены отношения модулей и аргументов комплексных сопротивлений массива, рассчитанных по первому методу, к их значениям, рассчитанным по второму методу:

$$k_z = \frac{z_1}{z_2}; \quad k_\varphi = \frac{\varphi_1}{\varphi_2},$$

где  $z_1$ ,  $z_2$  и  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  — модули и аргументы комплексных сопротивлений, рассчитанных по первому и второму методам.

На рис. 2 приведены результаты расчета глубины проникновения поля в ферромагнитную шину ЛАД при напряженности магнитного поля 600 А/см.

Из рис. 1 и 2 видно, что погрешность расчета единичного комплексного сопротивления и глубины проникновения поля

по приближенному методу возрастает при уменьшении длины полюсного деления и частоты тока во вторичном теле. Как было уже показано выше, именно в этих случаях бегущая волна электромагнитного поля в ферромагнитной шине ЛАД наиболее существенно отличается от плоской, т. е. основная погрешность расчета параметров ЛАД по существующему приближенному методу обусловлена принятым в этом методе допущением, что волна электромагнитного поля во вторичном теле является плоской.

Известно, что глубина проникновения поля обратно пропорциональна действительной части коэффициента затухания волны в массиве [Л. 3, 8]. В соответствии с этим глубину проникновения бегущей волны во вторичное тело ЛАД следует рассчитывать по формуле

$$\Delta' = \frac{1}{\operatorname{Re} \sqrt{\alpha^2 + j\omega\mu\gamma}}. \quad (11)$$

Обозначение  $\Delta'$  принято здесь потому, что в отличие от (3) данное выражение учитывает периодичность изменения поля по длине машины за счет введения параметра  $\alpha$ .

Влияние периодичности изменения поля по длине ЛАД на глубину проникновения можно оценить при помощи коэффициента  $k_\alpha$ , численно равного отношению глубины проникновения бегущей волны к глубине проникновения плоской волны:  $k_\alpha = \Delta'/\Delta$ .

На основании (3) и (11) можно получить формулу для расчета  $k_\alpha$ :

$$k_\alpha = \sqrt{\frac{2}{(\alpha\Delta)^2 + \sqrt{(\alpha\Delta)^4 + 4}}}. \quad (12)$$

Значение  $k_\alpha$  зависит от длины полюсного деления и всегда меньше единицы. Следовательно, глубина проникновения бегущей волны всегда меньше глубины проникновения плоской волны. Из рис. 2 видно, что учет периодического изменения поля по длине машины позволяет существенно повысить точность определения глубины проникновения поля в ферромагнитную шину ЛАД.

Согласно (3) при скольжении, стремящемся к нулю, глубина проникновения плоской волны поля стремится к бесконечности. А из (11) следует, что при  $s=0$  глубина проникновения бегущей волны ЛАД является величиной конечной и равной  $\tau/\pi$ . Следовательно, 95% энергии магнитного поля бегущей волны ЛАД при нулевой частоте перемагничивания сконцентрировано вблизи поверхности вторичного тела, в то время как энергия плоской волны распределяется на бесконечно большое расстояние.

Для вывода уточненной формулы единичного комплексного сопротивления ферромагнитного массива рассмотрим процессы в ЛАД, вторичное тело которого имеет постоянную магнитную проницаемость. При большой толщине вторичного тела первыми слагаемыми в (8) и (9) можно пренебречь. Разделив (8) на (9), получим единичное комплексное сопротивление среды с постоянными параметрами для бегущей волны электромагнитного поля.

$$\underline{Z}' = j \frac{\omega\mu}{p}. \quad (13)$$

Комплексное сопротивление (13) по сравнению с (1) дополнительно включает в себя коэффициент  $\alpha$ , входящий в  $p$

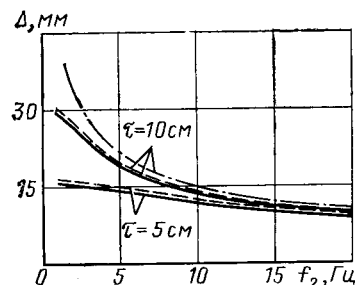


Рис. 2. Зависимость глубины проникновения поля от частоты вторичного тока.

— — — расчет по первому методу (без учета влияния  $\tau$ ); — расчет по второму методу (с учетом влияния  $\tau$ ); — — — расчет по предлагаемому методу (с учетом влияния  $\tau$ ).

и учитывающий периодичность изменения поля по длине машины. Путем простых математических преобразований (13) можно привести к виду, более удобному для практического использования:

$$\underline{Z}' = \frac{(k_\alpha^2 + j) 2k_\alpha}{\gamma \Delta (k_\alpha^4 + 1)}. \quad (14)$$

Коэффициент  $k_\alpha$  характеризует степень влияния длины полюсного деления (периодичности изменения электромагнитного поля вдоль машины) на значение комплексного сопротивления среды.

Для сопоставления к аналогичному виду можно преобразовать и выражение (1), определяющее комплексное сопротивление среды с постоянными параметрами при плоской волне электромагнитного поля,

$$\underline{Z} = \frac{1+j}{\gamma \Delta}. \quad (15)$$

Если в (14) принять  $\alpha=0$ , то выражения (14) и (15) становятся тождественными. Это еще раз подтверждает, что волну электромагнитного поля во вторичном теле ЛАД можно считать плоской только при большой длине полюсного деления.

Из (14) и (15) видно, что с помощью коэффициента  $k_\alpha$  осуществляется переход от формулы комплексного сопротивления плоской волны к формуле комплексного сопротивления бегущей волны электромагнитного поля.

При плоской волне электромагнитного поля единичное комплексное сопротивление ферромагнитной среды рассчитывается по (2). Эту формулу можно преобразовать к виду:

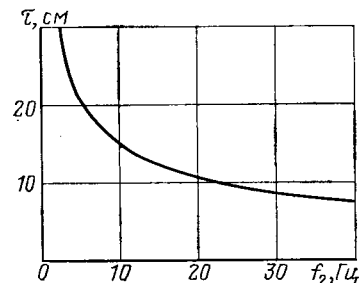
$$\underline{Z} = \frac{1+j0,6}{\gamma \Delta} \sqrt{2}. \quad (16)$$

Для бегущей волны электромагнитного поля формула единичного комплексного сопротивления сплошного ферромагнитного рабочего тела ЛАД легко получается из (16) с помощью коэффициента  $k_\alpha$

$$\underline{Z}' = \frac{2\sqrt{2} k_\alpha (k_\alpha^2 + j0,6)}{\gamma \Delta (k_\alpha^4 + 1)}. \quad (17)$$

На рис. 1 пунктиром показаны отношения модулей и аргументов комплексных сопротивлений массивного ферромагнитного вторичного тела ЛАД, рассчитанных по (17) к их значениям, рассчитанным по второму методу. По рис. 1 видно, что предлагаемый метод позволяет значительно снизить погрешность расчета комплексного сопротивления массивного ферромагнитного вторичного тела ЛАД. При этом следует отметить, что трудоемкость расчетов по предлагаемому методу увеличилась весьма незначительно. Необходимо дополнительно вычислить  $k_\alpha$  по (12) и представить его в (17).

Рис. 3. Области использования существующего и предлагаемого приближенных методов расчета односторонних ЛАД.



Погрешность определения единичного комплексного сопротивления вторичного тела ЛАД по (2) зависит от длины полюсного деления и частоты вторичного тока. Сопоставление комплексных сопротивлений, рассчитанных по (2) и (17), позволило определить область, в которой погрешность расчета при использовании допущения о плоской структуре волны электромагнитного поля не превышает 2%. На рис. 3 приведены результаты таких расчетов в виде кривой, связывающей между собой значения длины полюсного деления и частоты тока. Применение выражения (2) возможно только в области выше этой кривой, так как погрешность определения  $\underline{Z}$  не превысит 2%. В области, находящейся ниже, следует пользоваться только выражением (17), так как при использовании (2) можно получить недопустимо большую погрешность.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куцевалов В. М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. — М.: Энергия, 1979.
2. Майергойз И. Д., Полищук Б. И. Расчет магнитного поля и параметров схем замещения асинхронной машины со сплошным ферромагнитным ротором. — Электричество, 1972, № 6.
3. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — Л.: Госэнергоиздат, 1949.
4. Брук И. С. Теория асинхронного двигателя с массивным ротором. — Вестник экспериментальной и теоретической электротехники, 1929, № 5.
5. Teichgräber U. Der einseitige Linearmotor mit massiven Einsenrückschluss. — Elektrotechn. Z., 1975, A96, № 11.
6. Огарков Е. М., Русов В. А. Расчет полей в ферромагнитной шине односторонних линейных асинхронных двигателей. — Деп. в Информэлектро 30.10.79, № 237—д/79.
7. Могильников В. С. Асинхронный электродвигатель с двухслойным ротором. — В кн.: Бесконтактные электрические машины. — Рига: Знание, 1969, вып. VIII.
8. Туровский Я. Техническая электродинамика. — М.: Энергия, 1974.

[11.11.80]

УДК 621.313.333.012.001.24

## Построение характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором

СЕМЕНКО Л. П., ГАЙТОВ Б. Х., кандидаты техн. наук

Краснодарский политехнический институт

Построение механической и скоростной характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором (АДМР) затрудняется необходимостью учета насыщения материала ротора.

В отличие от методов [Л. 1 и 2] в настоящей статье предлагается рассчитывать механическую и скоростную характеристики АДМР с учетом реального насыщения ротора; в основу расчета положены уравнения:

$$\frac{s}{s_{кр}} = f_1 \left( \frac{I'_2}{I'_{2кр}} \right); \quad \frac{M}{M_{кр}} = f_2 \left( \frac{I'_2}{I'_{2кр}} \right),$$

а при выполнении определенных условий уравнивания:

$$\frac{M}{M_{кр}} = f_3 \left( \frac{s}{s_{кр}} \right); \quad \frac{I'_2}{I'_{2кр}} = f_4 \left( \frac{s}{s_{кр}} \right).$$

В соответствии с общепринятой схемой замещения асинхронного двигателя выражения тока ротора и момента имеют вид:

$$I'_2 = \frac{U}{\sqrt{\left( R_1 + \frac{\sigma R'_2}{s} \right)^2 + \left( x_1 + \frac{\sigma x'_2}{s} \right)^2}}; \quad (1)$$



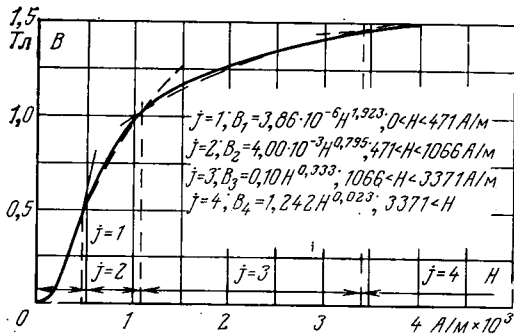


Рис. 1. Кривая намагничивания стали и аппроксимирующие ее на отдельных участках зависимости  $B_j(H_j)$ .

$$M = \frac{3I_2' \frac{R_2'}{s}}{\omega_0}.$$

Сопротивление ротора АДМР  $R_2'$  зависит от его тока, что следует из уравнения:

$$R_2' = R_{20}' \sqrt{\mu_j s} = k_{np} k_R k_T \sqrt{\frac{\omega_0}{2\gamma}} \sqrt{\mu_j s}, \quad (2)$$

где

$$\mu_j = \frac{B_j}{H} = \frac{k_j H^{n_j}}{H} = k_j H^{n_j-1} = k_j (k_n I_2')^{n_j-1} = \lambda_j I_2'^{(n_j-1)};$$

$j$  — номер участка кривой намагничивания  $B(H)$  материала ротора при аппроксимации ее функцией  $B_j = k_j H^{n_j}$  (см. рис. 1);

$k_n = \frac{m\omega_1 k_{01}}{\tau p}$  — коэффициент пропорциональности между напряженностью магнитного поля ротора и его током;

$k_{np} = \frac{2m(\omega_1 k_{01})^2 l_\delta}{\tau p}$  — коэффициент приведения;

$k_T = 1 + \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{l_\delta}$  — коэффициент торцов;  $k_R = 1,4$  — коэффициент Неймана.

Подставив (2) в уравнения для тока и момента (1) и выполнив некоторые преобразования, получим:

$$s = \lambda_j I_2'^{(n_j-1)} \left( \frac{\sigma R_{20}'}{x_1} \frac{e + \sqrt{e^2 + cy}}{y} \right)^2; \quad (3)$$

$$M = \frac{3U^2 y}{\omega_0 \sigma x_1 (y + d) (e + \sqrt{e^2 + cy})}, \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} c &= 1 + \left( \frac{x_2'}{R_2'} \right)^2; \\ d &= 1 + \left( \frac{R_1}{x_1} \right)^2; \\ e &= \frac{R_1}{x_1} + \frac{x_2'}{R_2'}; \\ y &= \left( \frac{U}{x_1 I_2'} \right)^2 - d. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

По (3) и (4), задавая ток  $I_2'$ , можно определить значения момента и скольжения и построить механическую и скоростную характеристики. В относительных значениях тока, скольжения и момента уравнения (3) и (4) имеют вид:

$$\frac{s}{s_{кр}} = \frac{\lambda_j}{\lambda_{кр}} \frac{I_2'^{(n_j+1)}}{I_{2кр}'^{(n_{кр}+1)}} \times$$

$$\times \left[ \frac{k \frac{I_2'}{I_{2кр}} + \sqrt{(k^2 - 1) \left( \frac{I_2'}{I_{2кр}} \right)^2 + 2(1+k)}}{2(1+k) - \left( \frac{I_2'}{I_{2кр}} \right)^2} \right]^2; \quad (6)$$

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{\left[ 2(1+k) - \left( \frac{I_2'}{I_{2кр}} \right)^2 \right] \frac{I_2'}{I_{2кр}}}{k \frac{I_2'}{I_{2кр}} + \sqrt{(k^2 - 1) \left( \frac{I_2'}{I_{2кр}} \right)^2 + 2(1+k)}}, \quad (7)$$

где

$$k = \frac{e}{\sqrt{cd}}; \quad (8)$$

$M_{кр}$ ,  $s_{кр}$ ,  $I_{2кр}'$  — критический момент и соответствующие ему значения скольжения и тока.

Выражения  $M_{кр}$ ,  $s_{кр}$ ,  $I_{2кр}'$  могут быть получены из уравнений (3) и (4) анализом на максимум момента с последующей подстановкой найденного значения  $y_{кр}$  в уравнения (3), (4) и (5):

$$\left. \begin{aligned} I_{2кр}' &= \frac{U}{\sqrt{2x_1} \sqrt{d(1+k)}}; \\ M_{кр} &= \frac{3U^2}{2\omega_0 \sigma x_1 g (1+k)}; \\ s_{кр} &= \lambda_{кр} I_{2кр}'^{(n_{кр}-1)} \left( \frac{\sigma R_{20}'}{x_1} h \right)^2; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где  $g = \sqrt{cd}$ ;  $h = \sqrt{\frac{c}{d}}$ ;  $\lambda_{кр}$ ,  $n_{кр}$  — значения коэффициентов на участке  $j$  кривой намагничивания материала ротора  $B(H)$ , в который попадает значение  $H_{кр} = k_n I_{2кр}'$ .

Как видно из (6) и (7), механическая и скоростная характеристики АДМР зависят от геометрии машины и кривой намагничивания материала ротора. Анализ (7) показал, что погрешность в вычислении момента  $M$  не превысит 10%, если принять  $k=1$  в том случае, когда его значения лежат в пределах  $0,62 < k < 1$ . Как следует из (5) и (8), таким пределом изменения  $k$  (при  $x_2'/R_2' = 0,6$  — с учетом рекомендаций Л. Г. Неймана [Л. 3]) соответствуют пределы изменения отношения  $R_1/x_1$ :

$$0,13 < \frac{R_1}{x} < 1,67. \quad (10)$$

Как известно, (10) справедливо для двигателей  $P_n \leq 10$  кВт. При подстановке  $k=1$  в уравнения (6) и (7) получаем:

$$\frac{s}{s_{кр}} = \frac{\lambda_j}{\lambda_{кр}} \frac{I_2'^{(n_j+1)}}{I_{2кр}'^{(n_{кр}+1)}} \frac{1}{\left( 2 - \frac{I_2'}{I_{2кр}'} \right)^2}; \quad (11)$$

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{I_2'}{I_{2кр}'} \left( 2 - \frac{I_2'}{I_{2кр}'} \right). \quad (12)$$

Вид характеристик, построенных по (11) и (12), не зависит от геометрии машины, а определяется лишь кривой

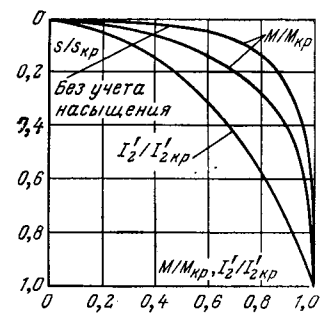


Рис. 2. Относительные механические и скоростные характеристики.

намагничивания материала ротора. Таким образом, при выполнении условия (10) характеристики АДМР могут быть построены по уравнениям (11) и (12), при этом учитывается изменение степени насыщения ротора при изменении его тока и скольжения.

Как известно, АДМР имеет мягкую механическую характеристику ( $s_n=0,1-0,2$ ), и материал ротора в основном «работает» в области насыщения. Учитывая сказанное, можно принять

$$\left. \begin{aligned} \lambda_j &= \lambda_{кр}; \quad n_j = n_{кр} = 0; \\ \mu_{кр} &= \frac{B_{кр}}{H_{кр}} = \frac{k_{кр} H_{кр}}{H_{кр}} = \frac{k_{кр}}{k_n I'_{2кр}} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С учетом (13) уравнение (11) принимает вид:

$$\frac{s}{s_{кр}} = \frac{I'_2}{I'_{2кр}} \frac{1}{\left(2 - \frac{I'_2}{I'_{2кр}}\right)^2}. \quad (14)$$

Уравнения (12) и (14) могут быть представлены в форме, удобной для построения механической и скоростной характеристик:

$$\frac{I'_2}{I'_{2кр}} = 2 + \frac{1 - \sqrt{1 + 8 \frac{s}{s_{кр}}}}{2 \frac{s}{s_{кр}}}; \quad (15)$$

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{\sqrt{1 + 8 \frac{s}{s_{кр}}} - 1}{2 \left(\frac{s}{s_{кр}}\right)^2} - \frac{\sqrt{1 + 8 \frac{s}{s_{кр}}} - 3}{\frac{s}{s_{кр}}}. \quad (16)$$

Как следует из (15) и (16), двигатели, удовлетворяющие условиям (10) и (13), имеют одинаковые относительные характеристики, не зависящие от параметров (геометрии и характеристики сред) двигателей. На рис. 2 приведены эти характеристики, там же для сравнения показана механическая характеристика АДМР, построенная без учета насыщения ротора при  $k=1$  [Л. 2].

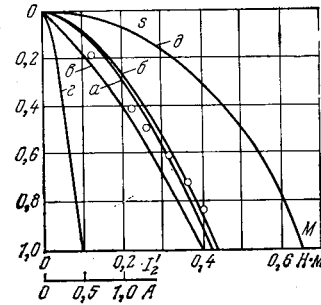


Рис. 3. Механические и скоростная характеристики АДМР, построенные по уравнениям:

$\alpha - s(M)$  (6) и (7) с учетом реального насыщения,  $k=0,83$ ;  $\beta - s(M)$  (11) и (12) с учетом реального насыщения;  $k=1$ ;  $\gamma - s(M)$  (16) с учетом глубокого насыщения,  $k=1$ ;  $\delta - s(I'_2)$  (15) с учетом глубокого насыщения,  $k=1$ ;  $\theta - s(M)$  [Л. 2] без учета насыщения,  $k=q=1$ .

На рис. 3 представлены рассчитанные по предлагаемым уравнениям механические и скоростные характеристики двигателя-сепаратора — АДМР (в качестве ротора двигателя используется барабан сепаратора), имеющего следующие данные:  $U=220$  В;  $f_1=150$  Гц;  $P_n=100$  Вт;  $R_1=12,5$  Ом;  $x_1=26,6$  Ом;  $x_\mu=200$  Ом;  $R_\mu=15,9$  Ом;  $D=21,2$  см;  $l_\delta=1$  см;  $z_1=36$ ;  $\omega_1=360$ ; точками показаны экспериментальные данные.

Как следует из кривых рис. 3, неучет насыщения стали ротора приводит к завышенным по отношению к действительным значениям момента двигателя, в то время как учет глубокого насыщения стали ротора дает несколько заниженные значения момента, однако значительно более близкие к экспериментальным.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постников И. М. Проектирование электрических машин. — Киев: Гостехиздат, 1952.
2. Куцевалов В. М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. — М.: Энергия, 1979.
3. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — Л.: Госэнергоиздат, 1949.

[18.04.80]

УДК 621.313.045.7.001.24

## Дифференциальные уравнения демпферных обмоток электрических машин

ЧАБАН В. И., канд. техн. наук

Львовский политехнический институт

В теории переходных процессов электрических машин часто требуется рассматривать демпферную обмотку как многоконтурную систему [Л. 1]. Главная трудность численного анализа в этом случае связана со сложностью учета поверхностных явлений в стержнях обмотки и необходимостью обращения на каждом интервале решения матрицы коэффициентов высокого порядка. В статье предлагается решение задачи на основе сочетания методов теории цепей и теории электромагнитного поля. Это позволяет осуществлять учет поверхностных явлений по мгновенным значениям токов и представлять дифференциальные уравнения обмотки независимо от числа ее контуров в нормальной форме Коши.

Для общности рассмотрим явнополюсную машину, демпферная система которой выполнена в виде короткозамкнутой обмотки. Эту обмотку будем рассматривать как многоконтурную цепь, каждый из контуров которой образуется двумя соседними стержнями и соответствующими участками короткозамыкающих колец [Л. 1]. Число контуров задается числом стержней (пазов) на угловом расстоянии, находящимся на полупериоде кривой распределения магнитного поля в рас-

точке статора. При целом числе стержней на полюс и фазу это расстояние соответствует одному полюсному делению, при дробном — нескольким полюсным делениям.

Уравнения электрического состояния каждого из  $N$  контуров запишется в виде [Л. 2]:

$$(L_{jj} + r_j) i_j + L_{ji} p i_i + \sum_{k=N+1}^{N+3} L_{jk} p i_k + U_j - U_{j+1} + e_j = 0, \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где  $L_j$  — внешняя индуктивность  $j$ -го контура, включающая также внутренние индуктивности (рассеяния) участков короткозамыкающих колец;  $r_j$  — сопротивления участков короткозамыкающих колец;  $L_{ji}$ ,  $L_{jk}$  — коэффициенты взаимной индукции  $j$ -го контура соответственно с обмоткой возбуждения и  $k$ -й фазой статора;  $i_j$ ,  $i_k$  — токи контуров ротора, обмотки возбуждения и статора;  $U_j$ ,  $U_{j+1}$  — величины из [Л. 2], учитывающие поверхностные явления в теле  $j$ -го и  $(j+1)$ -го стержней, принадлежащих  $j$ -му контуру:  $e_j$  — э. д. с.

вращения. Здесь для удобства фазы статора обозначены индексами  $N+1$ ,  $N+2$  и  $N+3$ .

Вычисление значений  $U_j$  сопровождается расчетом электромагнитного поля в сечении  $j$ -го стержня [Л. 2] по значению его реального тока:

$$i_{ej} = i_j - i_{j-1}, \quad j=1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

Если требуется учет нагрева токопровода, уравнения электромагнитного поля следует дополнить уравнениями нестационарной теплопроводности [Л. 3].

С учетом специфики уравнений демпферной обмотки запишем уравнения фаз статора и обмотки возбуждения

$$\sum_{k=1}^N L_{jk} p i_k + \sum_{k=N+1}^{N+3} L_{jk} p i_k + L_{jf} p i_f + r_j i_j + e_j = u_j, \quad j = N+1, \dots, N+3; \quad (3)$$

$$(L_f p + r_f) i_f + \sum_{k=1}^N L_{fk} p i_k + \sum_{k=N+1}^{N+3} L_{fk} p i_k + e_f = u_f. \quad (4)$$

Принятые здесь обозначения аналогичны обозначениям уравнения (1). Систему уравнений (1), (3) и (4) запишем в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} L_S & L_{Sf} & L_{SR} \\ L_{fS} & L_f & L_{fR} \\ L_{RS} & L_{Rf} & L_R \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_S \\ i_f \\ i_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_S - R_S i_S - e_S \\ u_f - r_f i_f - e_f \\ -R_R i_R - U_R - e_R \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $u_S$ ,  $i_S$ ,  $e_S$  — матрицы-столбцы напряжений, токов и э. д. с. вращения фаз статора;  $i_R$ ,  $e_R$ ,  $U_R$  — матрицы-столбцы токов, э. д. с. вращения и величин, отражающих явления электрического скин-эффекта, контуров ротора;

$$\left. \begin{aligned} h_S (h = u, i, e) &= \text{colon} (h_{N+1}, h_{N+2}, h_{N+3}); \\ h_R (h = i, e) &= \text{colon} (h_1, h_2, \dots, h_N); \\ U_R &= \text{colon} (-U_N - U_1, U_1 - U_2, U_2 - U_3, \dots, U_{N-1} - U_N); \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$L_S$ ,  $L_{Sf}$ ,  $L_{fS}$ ,  $L_{fR}$ ,  $L_{RS}$ ,  $L_{Rf}$ ,  $L_f$  — подматрицы индуктивностей;  $R_S$ ,  $R_R$  — подматрицы сопротивлений.

Эти подматрицы формируем на основе выражений (1), (3) и (4). Алгоритм вычисления элементов подматриц индуктивностей для случая ненасыщенной машины излагается в [Л. 1], а насыщенной — в [Л. 4]. Матрица индуктивностей —  $(N+4)$ -го порядка.

Матрица-столбец  $U_R$  в неявной форме отражает взаимосвязь соседних контуров по потокам рассеяния, благодаря чему матрица  $L_R$  согласно уравнению (1) — диагональная:

$$L_R = \text{diag}(L_1, L_2, \dots, L_N), \quad (7)$$

а это позволяет легко исключить из уравнения (5) аналитическим путем токи контуров ротора:

$$\begin{bmatrix} D_S & D_{Sf} \\ D_{fS} & D_f \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_S \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_S \\ Y_f \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} D_S &= L_S - L_{SR} L_R^{-1} L_{RS}; \quad D_{Sf} = L_{Sf} - L_{SR} L_R^{-1} L_{Rf}; \\ D_{fS} &= L_{fS} - L_{fR} L_R^{-1} L_{RS}; \quad D_f = L_f - L_{fR} L_R^{-1} L_{Rf}; \\ Y_S &= u_S - R_S i_S - e_S + L_{SR} L_R^{-1} (R_R i_R + e_R + U_R); \\ Y_f &= u_f - r_f i_f - e_f + L_{fR} L_R^{-1} (R_R i_R + e_R + U_R). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Матрица коэффициентов уравнения (8) не выше четвертого порядка.

Вычислив согласно (8) производные  $p i_S$  и  $p i_f$ , уравнение демпферной обмотки записываем непосредственно в нормальной форме Коши:

$$p i_R = -L^{-1} R (R_R i_R + e_R + U_R + L_{RS} p i_S + L_{Rf} p i_f). \quad (10)$$

Для максимального упрощения численного анализа матричные операции в выражениях (9) целесообразно заменить алгебраическими:

$$\left. \begin{aligned} D_{Snn} &= L_{nn} - \sum_{k=1}^N L_{mk} L_{nk} / L_k; \quad D_{Sfm} = L_{mf} - \\ &- \sum_{k=1}^N L_{mk} L_{mf} / L_k; \\ D_{fSn} &= L_{fn} - \sum_{k=1}^N L_{fk} L_{kn} / L_k; \quad D_f = L_f - \\ &- \sum_{k=1}^N L_{fk} L_{kf} / L_k; \\ Y_{Sm} &= u_m - r_m i_m - e_m + \sum_{k=1}^N L_{mk} (r_k i_k + e_k + \\ &+ U_k - U_{k+1}) / L_k; \\ Y_f &= u_f - r_f i_f - e_f + \sum_{k=1}^N L_{fk} (r_k i_k + e_k + \\ &+ U_k - U_{k+1}) / L_k, \quad m, n = N+1, \dots, N+3. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Здесь элементы с индексами  $m$  и  $n$  расположены в  $m$ -й строке и  $n$ -ом столбце.

Матричное уравнение (10) запишем в виде системы алгебраических уравнений:

$$p i_j (j = 1, 2, \dots, N) = - \left( r_j i_j + e_j + U_j - U_{j+1} + \sum_{k=N+1}^{N+3} L_{jk} p i_k + L_{jf} p i_f \right) / L_j. \quad (12)$$

Уравнения (8) и (10) — параметрические, поскольку элементы подматриц  $L_S$ ,  $L_{Sf}$ ,  $L_{fS}$ ,  $L_{fR}$ ,  $L_{RS}$  — функции угла поворота ротора. Используя прямую  $C$  и обратную матрицы Парка преобразования к осям  $d$ ,  $q$ ,  $0$ , жестко связанным с телом ротора, угол поворота ротора исключаем следующим образом:

$$L_{\Pi} = C L_S C^{-1}; \quad L_{\Pi f} = C L_{Sf}; \quad L_{\Pi R} = C L_{SR}; \\ L_{f\Pi} = L_{fS} C^{-1}; \quad L_{R\Pi} = L_{RS} C^{-1}. \quad (13)$$

Матрицы-столбцы переменных цепи статора в преобразованных координатах принимают вид:

$$h_{\Pi} (h = u, i) = \text{colon} (h_d, h_q, h_0); \quad e_{\Pi} = \text{colon} (e_d, e_q, 0), \quad (14)$$

при этом матрицы-столбцы  $e_f$  и  $e_R$  вырождаются в нулевые. С учетом выражений (9), (13) и (14) уравнения (5) и (8) — беспараметрические.

В частном случае индукционной машины уравнение (8) упрощается:

$$D_S p i_S = Y_S. \quad (15)$$

Матрица  $D_S$  не выше третьего порядка.

При отсутствии нулевого проводника в цепи статора правомерно опустить уравнение одной из фаз, тогда порядок матриц коэффициентов уравнений (8) и (15) понижается еще на единицу.

Расчет поля в пазах произвольной конфигурации осуществляется на основании уравнений [Л. 2] в декартовых координатах:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = \mu \gamma \frac{\partial A}{\partial l}; \quad E = -\frac{1}{\mu \gamma} \left( \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \right), \quad (16)$$

где  $y, z$  — пространственные координаты в плоскости поперечного сечения стержня;  $A$  —  $x$ -я составляющая векторного потенциала электромагнитного поля;  $E$  — напряженность электрического поля;  $\mu, \gamma$  — магнитная проницаемость и удельная электрическая проводимость;  $S$  — площадь поперечного сечения стержня.

При расчете поля в круглых пазах уравнение (16) целесообразно представить в полярных координатах:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \alpha^2} = \mu \gamma \frac{\partial A}{\partial t};$$

$$E = -\frac{1}{\mu \gamma} \left( \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \alpha^2} \right), \quad (17)$$

где  $r, \alpha$  — пространственные координаты.

Граничные условия уравнений (16), (17) можно принять в виде

$$\frac{\partial \bar{A}}{\partial n_1} = 0; \quad \frac{\partial \bar{A}}{\partial n_2} = -\mu \frac{i_c}{a}, \quad (18)$$

где  $\bar{n}_1$  — орт к участкам границы проводник ферромагнетик;  
 $\bar{n}_2$  — орт к участку границы проводник — воздушное пространство;

$a$  — ширина раскрытия паза.

В случае глубокого паза с параллельными стенками расчет поля осуществляется проще:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \frac{b}{a} \mu \gamma \frac{\partial H}{\partial t}; \quad E = -\frac{1}{\gamma} \frac{\partial H}{\partial z}, \quad (19)$$

где  $H$  —  $y$ -я составляющая напряженности магнитного поля;  
 $a$  — ширина паза;  $b$  — ширина проводника.

Граничные условия:

$$H(0) = \frac{i_c}{a}; \quad H(h) = 0, \quad (20)$$

где  $h$  — глубина паза.

Формулы (18), (20) получены при допущении, что  $\mu_{Fe} = \infty$ .

Выбрав начало координат на поверхности проводника в точке, совпадающей с линией симметрии паза, в случае реализации уравнений (16) и (19), и в центре окружности в случае реализации уравнений (17), напряжение на стержне

$$U = E(0, 0)l; \quad U = E(0)l; \quad U = E(R, 0)l, \quad (21)$$

где  $l$  — длина пазового участка стержня;  $R$  — радиус стержня.

Согласно (21) напряженность электрического поля достаточно находить лишь в одной из точек на поверхности проводника в зоне раскрытия паза, при учете температурных явлений согласно [Л. 3] во всей области интегрирования уравнений поля.

Уравнения (16), (17), (19) интегрируются совместно с уравнениями (8), (12), (15). Для устранения дополнительных ограничений значения временного шага интегрирования конечно-разностные схемы уравнений (16), (17), (19) следует выполнять по неявному принципу.

**Выводы.** 1. На основе сочетания полевых методов и методов теории цепей дифференциальные уравнения демпферной обмотки независимо от числа ее электрических контуров всегда можно записать в нормальной форме Коши.

2. Ограничиваясь методами теории цепей, дифференциальные уравнения демпферной обмотки можно записать только в неявном виде. Кроме того, для учета поверхностных явлений в пазах требуется замена каждого из стержней  $s$ -контурной цепочной схемой, увеличивая тем самым число дифференциальных уравнений в  $s$  раз.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Baush H., Jordan H., Weis M. Theori zur digitalen Berechnung des asynchronen Betriebsverhaltens von Drehfeldmaschinen mit anisotropem Läufer. — Arch. f. Electr., 1968, Bd 52, H. 3.
2. Чабан В. И. К расчету переходных процессов в демпферных контурах электрических машин. — Электричество, 1978, № 6.
3. Чабан В. И. Расчет переходных процессов в электрическом контуре с учетом скин-эффекта и нагрева проводника. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1978, № 9.
4. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсной синхронной машины. — Электричество, 1970, № 6.

[24.11.80]

УДК 621.313.392.001.24

## Высшие гармонические э. д. с. в обмотке возбуждения многофазного бесщеточного возбудителя в полнофазном режиме

МАШНЕВ А. Е., инж.

Харьков

В настоящее время на электростанциях страны получают распространение бесщеточные системы возбуждения мощных турбогенераторов [Л. 1]. Завод «Электротяжмаш» им. В. И. Ленина в бесщеточных системах возбуждения применяет специальный многофазный генератор с трапецидальной э. д. с. в фазе якоря. В [Л. 2] изложена теория этого генератора, основанная на аппроксимации кривой тока фазы якоря во времени прямоугольником в предположении бесконечного числа фаз расчетной модели, в [Л. 3] рассматривается расчетная модель с конечным числом фаз, но без учета действительной дискретной структуры якоря и индуктора. В [Л. 4—6] проведены большие теоретические и экспериментальные исследования высших гармонических трехфазного бесщеточного возбудителя явнополюсной конструкции с синусоидальной э. д. с. в фазе якоря.

Все выполненные до настоящего времени работы не позволяют рассчитать переменные составляющие напряжения повышенной частоты в обмотке возбуждения явнополюсного многофазного возбудителя с трапецидальной формой э. д. с. в фазе якоря. Испытания возбудителей выявили наличие таких составляющих в цепи возбуждения, которые могут представлять опасность как для обмотки индуктора возбудителя,

так и для полупроводниковых приборов в цепи возбуждения и должны учитываться при проектировании. Теоретические исследования выполнялись при следующих допущениях: магнитное поле — плоскопараллельное; магнитная проницаемость стали велика; распределение намагничивающей силы в пазу, занятом током, — линейное; стационарный режим работы возбудителя — полнофазный.

Используя метод гармонических проводимостей, разработанный в [Л. 7] и развитый применительно к явнополюсным синхронным машинам, работающим на выпрямительную нагрузку в [Л. 5, 6], для магнитной индукции в воздушном зазоре можно записать выражение:

$$B = \frac{\mu_0}{\delta k_\delta} \lambda_{\delta c} F, \quad (1)$$

где  $\delta$  — воздушный зазор;  $k_\delta$  — коэффициент воздушного зазора;  $\lambda_{\delta c}$  — относительная результирующая магнитная проводимость воздушного зазора;  $F$  — результирующая намагничивающая сила, действующая в зазоре.

Представляя намагничивающие силы, действующие в зазоре, в виде гармонических рядов для обмотки возбуждения

и компенсации можно записать соответственно:

$$F_B = \frac{4i_B w_B}{\pi} \sum_v \frac{1}{v} k_{sv} k_{pv} \sin v\beta; \quad (2)$$

$$F_K = \frac{4i_K w_K}{\pi} \sum_v \frac{1}{v} k_{sv} k_{pv} \sin v \left( \beta - \frac{\pi}{2} \right), \quad (3)$$

где  $i_B, i_K$  — токи возбуждения и компенсации;  $\beta$  — угловая координата;  $v$  — порядок пространственной гармонической;  $k_{sv}, k_{pv}$  — коэффициенты, характеризующие обмотки возбуждения и компенсации;  $w_B, w_K$  — число витков обмотки возбуждения и компенсации.

Выражение для результирующей намагничивающей силы многофазной обмотки якоря с трапецеидальной формой э. д. с. в фазе запишем без вывода в виде бигармонического пространственно-временного ряда:

$$F_p = \frac{32I_d w_a}{\pi^2 \xi \rho (\varepsilon + 1)} \sum_{\mu} \sum_v \frac{k w_v}{\mu^2 v^2} \sin \mu \varepsilon \sin v \rho \sin \left[ (\mu \pm v) \omega t \pm \right. \\ \left. \pm v (\beta - \beta_0 - \varphi) - \frac{\pi (m-1) (\mu \pm v)}{m} \right], \quad (4)$$

где  $I_d$  — выпрямленный ток преобразователя;  $w_a$  — число витков фазы якоря;  $\mu$  — порядок временных гармонических;  $k w_v$  — обмоточный коэффициент;  $m$  — число фаз обмотки якоря;  $\rho, \xi, \varepsilon$  — параметры, характеризующие распределение намагничивающей силы в пространстве и тока во времени,  $\varphi$  — угол нагрузки.

Выражение (4) охватывает весь спектр временных гармонических, каждая из которых при несинусоидальном токе якоря возбудителя создает ряд пространственных гармонических н. с. фазы якоря [Л. 4].

Результирующая магнитная проводимость воздушного зазора при двухсторонней зубчатости, отнесенная к приведенному воздушному зазору, определяется по выражению [Л. 7]:

$$\lambda_{dc} = 1 + k_{\delta 1} \sum_i (-1)^{i+1} \lambda_i \cos i z_1 \beta + k_{\delta 2} \sum_j (-1)^{j+1} \lambda_j \times \\ \times \cos j z_2 (\beta - \omega t) + \frac{1}{2} k_{\delta} \sum_i \sum_j (-1)^{i+j} \lambda_i \lambda_j \{ \cos [(j z_2 - \\ - i z_1) \beta - j z_2 \omega t] + \cos [(j z_2 - i z_1) \beta - j z_2 \omega t] \}, \quad (5)$$

где  $i, j$  — порядок зубцовых гармонических;  $z_1, z_2$  — число зубцов индуктора и якоря;  $\lambda_i, \lambda_j$  — гармонические проводимости.

Подставляя (2)–(5) в выражение (1), получим распределение магнитной индукции в зазоре возбудителя:

$$B = \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta}} \left[ 1 + k_{\delta 1} \sum_i (-1)^{i+1} \lambda_i \cos i z_1 \beta + k_{\delta 2} \sum_j (-1)^{j+1} \lambda_j \times \right. \\ \times \cos z_2 (\beta - \omega t) \left. \right] \left[ \frac{4i_B w_B}{\pi} \sum_v \frac{1}{v} k_{sv} k_{pv} \sin v \beta + \right. \\ \left. + \frac{4i_K w_K}{\pi} \sum_v \frac{1}{v} k_{sv} k_{pv} \sin v \left( \beta - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \frac{32I_d w_a}{\pi^2 \xi \rho (\varepsilon + 1)} \times \\ \times \sum_v \sum_{\mu} \frac{k w_v}{\mu^2 v^2} \sin \mu \varepsilon \sin v \rho \sin \left[ (\mu \pm v) \omega t \pm \right. \\ \left. \pm v (\beta - \beta_0 - \varphi) - \frac{\pi (m-1) (\mu \pm v)}{m} \right]. \quad (6)$$

Выражение (6) записано без учета членов высших порядков малости. Необходимо отметить, что из-за своей симметрии относительно временной оси несинусоидальные кривые намагничивающей силы в разложении будут иметь в составе только нечетные гармоники. Проинтегрировав выражение (6) на полюсном делении, определим магнитный поток полюса:

$$\Phi = 2l \int_0^{\frac{\pi}{2}} B d\beta. \quad (7)$$

Электродвижущая сила, наведенная полем высших гармонических в обмотке возбуждения, определится дифференцированием потокоцепления:

$$e = - \omega \frac{d\Phi}{dt}. \quad (8)$$

Опуская промежуточные выкладки и учитывая только первые зубцовые гармонические, можно записать выражение для мгновенных значений э. д. с. в обмотке возбуждения от поля высших гармонических:

$$e = \sum_{\mu} \sum_v k_{\alpha} k_1 \omega \frac{\mu \pm v}{v} \left[ \sin \left( \psi \pm \alpha v \frac{\tau}{2} \right) - \sin \psi \right] + \\ + \frac{k_{\alpha} \lambda_1 v (\mu \pm v)}{\pm (v \mp z_1)} \left\{ \cos \left[ \psi \pm (v \pm z_1) \alpha \frac{\tau}{2} - \cos \psi \right] + \right. \\ \left. + k_{\alpha} k_2 \frac{(\mu \pm v)}{z_2} \left\{ \cos \left[ \psi \pm (v \mp z_2) \alpha \frac{\tau}{2} + z_2 \omega t \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos (\psi + z_2 \omega t) \right\} + k_{\alpha} k_2 \lambda_2 \left\{ \cos \left[ (z_2 \mp v) \alpha \frac{\tau}{2} - \omega t \right] - \cos \omega t \right\} + \right. \\ \left. + k_{\alpha} k_2 \lambda_2 \left\{ \cos \left[ (z_2 \mp v) \alpha \frac{\tau}{2} - z_2 \omega t \pm \frac{\pi}{2} \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \left[ z_2 \omega t \pm \frac{\pi}{2} \right] \right\} + k_{\alpha} k_2 \lambda_2 \left\{ \cos \left[ \psi \pm \right. \right. \right. \\ \left. \left. \pm (z_2 \pm v) \alpha \frac{\tau}{2} - \omega t \right] - \cos [\psi \pm z_2 \omega t] \right\}. \quad (9)$$

Здесь для сокращения записи введены обозначения:

$$\psi = \left[ (\mu \pm v) \omega t \pm v (\beta_0 - \varphi) - \frac{\pi (m-1) (\mu \pm v)}{m} \right];$$

$$k = \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta}};$$

$$k_{\alpha} = \frac{32I_d w_a \omega}{\pi^2 \xi \rho (\varepsilon + 1) \mu^2 v^2} \sin v \rho \sin \mu \varepsilon;$$

$$k_B = \frac{4i_B w_B}{\pi v} k_{sv} k_{pv}; \quad k_K = \frac{4i_K w_K}{\pi v} k_{sv} k_{pv};$$

$$k_2 = \frac{z_2 \omega}{z_2 \mp v}.$$

В обмотке возбуждения будут наводиться э. д. с. от высших гармонических, частота вращения которых и полюсность приведены далее:

Число пар полюсов	$v$	$z_1 \pm v$	$z_2 \pm v$	$z_2 \mp v$
Частота вращения	$\frac{\mu \pm v}{\pm v} \omega$	$\frac{\mu \pm v}{z_1 \pm v} \omega$	$\frac{\mu \pm v}{z_2 \pm v} \omega$	$\frac{z_2}{z_2 \mp v} \omega$

Для многофазной симметричной, равномерно нагруженной системы, если порядок гармоники делится на число фаз без остатка, то в первой и в  $K$  фазах гармоники порядка  $v$  совпадают по фазе. Если порядок гармоники не делится на число фаз, то эти гармоники не будут совпадать по фазе

в отдельных фазах обмотки, а угол сдвига между двумя гармониками одного порядка будет равен углу сдвига между основными волнами, помноженному на порядок гармоники [Л. 8]. В зависимости от соотношения между порядком гармоники и числом фаз для данной гармоники будет тот или иной порядок следования фаз.

Симметричная  $m$ -фазная система образует вращающееся поле, причем, если  $\frac{\mu + \nu}{m}$  — целое число, то поле гармоники вращается в сторону вращения первой гармоники, если  $\frac{\mu - \nu}{m}$  — целое число, то поле гармоники вращается в противоположную сторону. Если  $\frac{\mu + \nu}{m}$  и  $\frac{\mu - \nu}{m}$  — целые числа, то получится пульсирующее поле.

Выражение (9) охватывает весь спектр высших гармонических, наводимых в обмотке возбуждения возбудителя при работе его под нагрузкой.

Электродвижущую силу от высших гармонических, наводимую в обмотке возбуждения на холостом ходу, найдем, считая в (9)  $k_a = 0$ . Приняв  $k_b = k_k = 0$ , получим выражение для э. д. с. наведенной в обмотке возбуждения полем высших гармонических обмотки якоря.

По вышеприведенным формулам были рассчитаны э. д. с. в обмотке возбуждения бесщеточного возбудителя типа БТВ-300, имеющего следующие технические данные:  $P = 1500$  кВт;  $U_d = 420$  В;  $I_d = 3350$  А;  $n = 3000$  об/мин,  $2p = 10$ ;  $m = 16$ ;  $z_1 = 90$ ;  $z_2 = 80$ .

В табл. 1 приведены относительные расчетные мгновенные значения амплитуд э. д. с. высших гармонических в обмотке возбуждения БТВ-300 для номинального полнофазного режима.

Таблица 1

Порядок гармоники, $\nu$	Относительные расчетные мгновенные значения амплитуд э. д. с. высших гармонических			Порядок гармоники, $\nu$	Относительные расчетные мгновенные значения амплитуд э. д. с. высших гармонических		
	$\mu = 1$	$\mu = 3$	$\mu = 5$		$\mu = 1$	$\mu = 3$	$\mu = 5$
1	1,0	0,23	0,04	9	-0,1	-0,01	0,0037
3	0,33	0,069	0,012	11	0,08	0,006	0,0029
5	-0,19	0,04	0,0079	13	0,06	0,0037	0,0025
7	-0,13	-0,0175	0,005	15	0,05	0,0025	0,002

Экспериментальная проверка на стенде завода подтвердила удовлетворительную точность разработанных методик. В табл. 2 приводится сравнение расчетных данных с опытными, полученными с помощью катодного осциллографа на зажимах обмотки возбуждения возбудителя. Амплитуда э. д. с., наведенной высшими гармоническими в обмотке воз-

буждения в симметричном стационарном режиме, составляет 23% значения напряжения возбуждения.

Таблица 2

Тип возбудителя	Параметр режима		Значение В	
	$I_d$ , А	$U_b$ , В	Расчет	Опыт
БТВ-300	2920	23,2	5,0	5,3
	1930	14,5	2,9	3,3
БТВ-500-4	2500	82,5	14,5	15,6
	1300	40,0	6,2	6,7

Получена формула, позволяющая рассчитать э. д. с. от высших гармонических, наведенные в обмотке возбуждения многофазного возбудителя с трапецеидальной формой э. д. с. в стационарном полнофазном режиме. Проведенные исследования показали, что э. д. с. высших гармонических составляет 25% напряжения возбуждения возбудителя и не представляет опасности для полупроводниковых приборов в цепи возбуждения. Предложенные формулы дают удовлетворительную погрешность (в пределах 10%).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Многофазный бесщеточный возбудитель мощного турбогенератора/ Д. Г. Жимерин, П. З. Никитин, В. С. Кильдишев, Г. А. Ковальков — «Электричество», 1977, № 8.
2. Ковальков Г. А. О стационарных электромагнитных процессах в многофазном генераторе с несинусоидальной э. д. с., работающем на нагрузку через неуправляемый полупроводниковый выпрямитель. — Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, 1960, № 3.
3. Мисюлин А. В. Анализ установившихся неполнофазных режимов бесщеточного многофазного диодного возбудителя. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашино-вентильных систем. — М.: ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, вып. 21.
4. Воробей В. К., Федоров В. Ф. Метод бесконтактного измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем. — В кн.: Преобразовательные устройства и системы возбуждения синхронных машин. — Л.: Наука, 1973.
5. Танич Л. П., Федоров В. Ф. Определение э. д. с. на зажимах междуполусной катушки, предназначенной для измерения тока ротора синхронной машины с бесщеточным возбудителем. — Электричество, 1976, № 3.
6. Танич Л. П. Исследование электромагнитных полей и гармонических составляющих токов бесконтактного возбудителя. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1977.
7. Вольдек А. И. Влияние неравномерности воздушного зазора на магнитное поле синхронной машины. — Электричество, 1951, № 12.
8. Калантаров П. Л. Теория переменных токов. Л.: КУБУЧ, 1934.

[20.03.80]

УДК 621.314.21.062.8

## Схемы замещения двухстержневых трансформаторов с расщепленными обмотками<sup>1</sup>

ПИНЦОВ А. М.

НИИ постоянного тока

В статье, которая является развитием [Л. 1], получены простые уравнения и схемы замещения двухстержневых трансформаторов с учетом намагничивающего тока.

Такие уравнения необходимы при изучении переходных и аварийных режимов, при которых возникают значительные однонаправленные намагничивающие токи, например, при различных коротких замыканиях в энергосистемах, при пропусках зажигания в вентильных схемах.

<sup>1</sup> В связи с кончиной автора работа над статьей была завершена Л. В. Лейтесом (ВЭИ).

При приведении всех обмоток стержней к одному числу витков и пренебрежении потерями в стали и добавочными  $s$ -обмоточный трансформатор (в том числе двухстержневой) описывается следующей системой нелинейных уравнений:

$$u_m = r_m i_m + \sum_{q=1}^s p(x_{mq} i_q), \quad (1)$$

где  $m, q$  — номера обмоток;  $u$  — напряжение;  $i$  — ток;  $r$  — активное сопротивление;  $p = d/d\theta$  — оператор;  $\theta$  — время в уг-

ловых мерах;  $x = \omega L$  — взаимное (при  $m \neq q$ ) или собственное (при  $m = q$ ) индуктивное сопротивление обмоток при частоте  $\omega$  ( $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314 \text{ с}^{-1}$ ).

Все  $s(s+1)/2$  индуктивных сопротивлений в (1) зависят от токов обмоток, что делает систему уравнений (1) нелинейной.

В [Л. 1] было найдено, что

$$x_{mq} = 0,5(x_{mm} + x_{qq} - x_{mq}), \quad (2)$$

где  $x_{mq}$  — сопротивление рассеяния (индуктивная составляющая сопротивления короткого замыкания) обмоток  $m$  и  $q$ , практически не зависящее от токов обмоток.

Использование соотношения (2) позволяет получить из (1) систему уравнений, содержащую  $s$  нелинейных параметров (собственных индуктивных сопротивлений обмоток) вместо  $s(s+1)/2$ . Остальные  $s(s-1)/2$  параметров (сопротивлений рассеяния) постоянны.

При равновысоких концентрических обмотках стержня реальные соотношения индуктивных сопротивлений обмоток одного стержня очень близки к следующим:

$$x_{qq} \approx x_{mm} + x_{mq}, \quad (3)$$

где индекс  $m$  относится к обмотке с меньшим диаметром,  $q$  — с большим.

Допущения (физические условия), при которых соотношение (3) является точным, указаны в [Л. 2]. Использование соотношений (2) и (3) позволяет свести (1) к системе уравнений, содержащих лишь по одному нелинейному параметру для каждого стержня: индуктивному сопротивлению внутренней (ближайшей к стержню) обмотки.

Из выражения (3) для обмоток одного стержня следует также, что

$$x_{klq} \approx x_{klm} + x_{mq}, \quad (4)$$

где индексы  $l < m < q$  — номера обмоток, считая от стержня.

Относительная точность формулы (4) гораздо хуже, чем (3), так как сопротивления короткого замыкания во много раз меньше собственных сопротивлений обмоток. С учетом выражения (4) при двух стержнях число независимых индуктивных сопротивлений короткого замыкания пар обмоток, находящихся на общем стержне, вместо  $0,5n(n-1) + 0,5(s-n)(s-n-1)$  будет равным  $(n-1) + (s-n-1) = s-2$ , где  $n$  — число обмоток на первом стержне,  $(s-n)$  — на втором.

Остаются трудно поддающиеся расчету индуктивные сопротивления короткого замыкания пар обмоток, находящихся на разных стержнях. Однако при параллельном соединении наружных обмоток стержней эти сопротивления зашунтированы относительно малыми (в мощных трансформаторах — очень малыми) активными сопротивлениями этих обмоток. Следовательно, индуктивные сопротивления короткого замыкания пар обмоток, расположенных на разных стержнях, можно считать бесконечно большими — как в трансформаторах с ненасыщенными боковыми ярами или как в двух одно-стержневых трансформаторах. Следует еще раз подчеркнуть, что при отсутствии параллельного соединения наружных обмоток стержней это допущение, как правило, неприемлемо.

Для удобства записи введем понятия токов намагничивания отдельных стержней:

$$i'_0 = \sum_{q=1}^n i_q; \quad i''_0 = \sum_{q=n+1}^s i_q. \quad (5)$$

Полученной системе уравнений соответствуют схемы замещения рис. 1, а—г. При этом для трансформаторов с расщепленными обмотками (для случаев а, б, в) все указанные на схемах замещения сопротивления обозначают параметры, измеренные (или рассчитанные в опытах сквозных коротких замыканий ( $r$  и  $x_k$ ) или обычном опыте холостого хода ( $z_{x,x}$ ), т. е. параллельном соединении частей расщепленных обмоток. Именно эти параметры указывают в стандартах, ТУ, паспорте и на паспортной табличке трансформатора.

Сопротивление ветвей намагничивающего тока  $z_x$  для переходных процессов характеризуется вебер-амперной характеристикой  $\psi = f(i)$ , определяемой в опыте холостого хода с питанием параллельно соединенных внутренних обмоток обоих стержней. В этом опыте должно быть достигнуто насыщение магнитопровода, соответствующее режимам, для исследования которых предназначена схема замещения. Если выполнение опыта с питанием внутренних обмоток стержней затруднено или невозможно (например, нет источника соответствующего напряжения или части расщепленной внутренней обмотки имеют разные числа витков), можно выполнить опыт холостого хода с питанием наружной обмотки и из ординат полученной вебер-амперной характеристики вычесть  $\psi = L_k i$ , где  $L_k$  — индуктивность рассеяния внутренней и наружной обмоток. Методы расчета указанных параметров рассмотрены в [Л. 2].

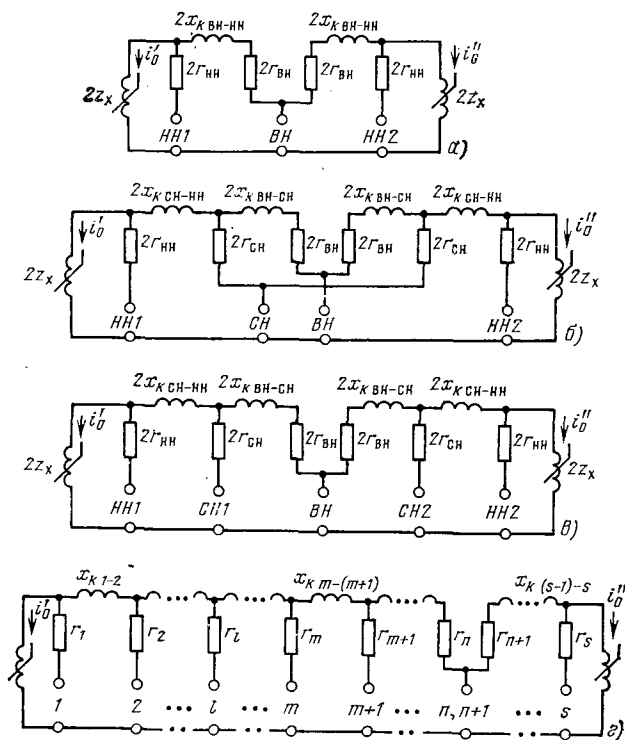


Рис. 1. Схемы замещения двухстержневых трансформаторов с параллельным соединением наружных обмоток стержней. а — двухобмоточный с расщепленной обмоткой НН; б — трехобмоточный с расщепленной обмоткой НН; в — трехобмоточный с расщепленными обмотками НН и СН; г — общий случай.

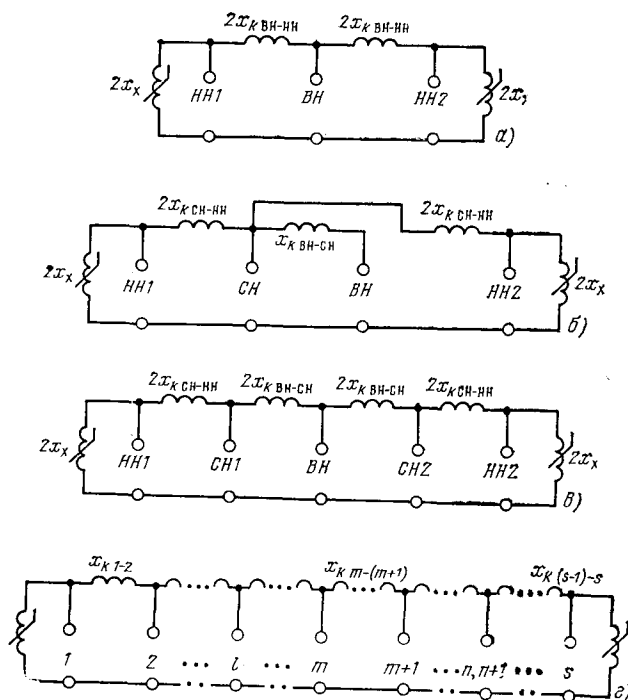


Рис. 2. Схемы замещения трансформаторов по рис. 1. при неучете потерь.

Дальнейшее упрощение схем замещения по рис. 1,а—г возможно, если эти схемы не используются для расчета потерь и можно опустить активные сопротивления обмоток (см. соответственно рис. 2,а—г). Такое упрощение важно, когда в трехобмоточном трансформаторе расщеплена только одна обмотка, а части остальных двух обмоток, расположенные на разных стержнях, соединены параллельно (рис. 1,б). Как видно, схема по рис. 2,б заметно проще, чем по рис. 1,б.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пинцов А. М. Уравнения и схемы замещения трансформаторов с учетом тока намагничивания. — Электричество, 1976, № 4.
2. Лейтес Л. В., Пинцов А. М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. — М.: Энергия, 1974.

[31.01.80]

УДК 621.318.56.001.24

## Особенности расчетов электромагнитных кодовых реле с магнитной памятью

ЗЕКЦЕР Д. М., канд. техн. наук

Харьков

Широкое применение в различных схемах автоматики и телемеханики нашли реле с магнитной памятью типа КДРЗМБ и КДРШЗМБ, которые отличаются относительной простотой конструкции, высокой надежностью и низкой себестоимостью [Л. 1].

Реле с магнитной памятью устанавливаются в агрегатные станки и автоматические линии, в электрические цепи блокировки и телеуправления, а также используются в качестве указательных реле на больших пультах, где наряду с упрощением схемы обеспечивают также значительную экономию электроэнергии.

Реле с магнитной памятью отличается от обыкновенного электромагнитного реле тем, что после подачи импульса намагничивания, реле может постоянно удерживать якорь в рабочем состоянии при выключенном источнике электропитания. Для приведения якоря в исходное положение, необходимо послать в обмотку импульс обратной полярности, по значению меньший импульса намагничивания. Хотя реле с магнитной памятью широко используются для электроавтоматики в станкостроении, машиностроении, приборостроении, в автомобильной и стекольной промышленности, на железнодорожном транспорте и в горнодобывающей промышленности, в существующей технической литературе до сих пор не освещены физические процессы, происходящие при магнитной блокировке и деблокировке в реле, а также инженерные расчеты параметров специфической электромагнитной системы.

Конструкция и технология изготовления описываемых реле выгодно отличаются от аналогичных реле, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью тем, что в реле КДРЗМБ нет труднообрабатываемого постоянного магнита, регулирующего устройства, фигурного сердечника, составного якоря и шунтирующих обойм. При этом реле имеет воздушный зазор между притянутым якорем и сердечником, что обеспечивает надежность работы и постоянство характеристик реле.

Реле КДРЗМБ и КДРШЗМБ отличаются от обыкновенного электромагнитного реле КДРЗМ только материалом сердечника: вместо кремнистой электротехнической стали Э41 (1511) применена углеродистая сталь У10А.

Быстродействующие электромагнитные реле постоянного тока с магнитной памятью имеют ряд преимуществ по сравнению с полупроводниковыми или герконными типами феррит реле, выполняющими аналогичные функции:

- меньшие габариты и стоимость при коммутации более пяти электрических цепей (особенно это преимущество проявляется в случае 10—15 контактных групп);
- практически независимость работы реле от температуры окружающей среды и от перегрузок;
- меньший разброс характеристик;
- универсальность применения, в том числе по напряжению источников питания;
- легкость и доступность в обслуживании.

Выбор формы и материала магнитопровода обуславливается обеспечением большого значения удерживающей силы притянутого якоря и минимальной м. д. с. намагничивания. Таким образом, магнитная система должна быть максимально замкнутой при притянута якоря, что обеспечивается

обычно Ш-образным магнитопроводом, например, реле КДРЗМ.

Используемая в качестве материала сердечника углеродистая сталь марки У10А (ГОСТ 1435—74) технологически легко обрабатывается и отличается относительно высокими коэрцитивной силой, остаточной индукцией, магнитной проницаемостью и удельным электрическим сопротивлением.

Разброс магнитных характеристик сердечников приведен на рис. 1. Статистический анализ ста сердечников показал, что математическое ожидание величины  $\bar{H}_c$

$$\bar{H}_c = \frac{\sum H_c}{n} = 2640 \text{ А/м},$$

а среднеквадратичное отклонение

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (H_c - \bar{H}_c)^2}{n - 1}} = 2,5.$$

При изготовлении сердечников необходимо принять меры против появления сетки трещин глубиной от 0,01 до 1,5—2 мм. Трещины третьего типа [Л. 2] можно устранить исключением охлаждения холодной водой во время шлифовки.

Для понимания процессов, происходящих в реле с магнитной памятью без постоянного магнита, влияния различных конструктивных факторов, режима работы и условий эксплуатации на работу этого реле рассмотрим основную характеристику магнитного материала сердечника.

Пусть сердечник реле, бывший вначале совершенно размагниченным, т. е. состояние которого характеризовалось точкой О, лежащей в начале координат (рис. 2), подвергся на-

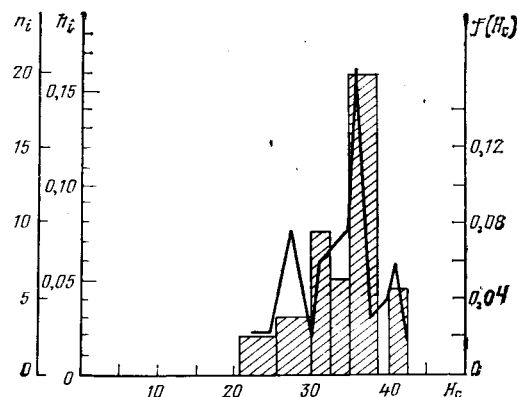


Рис. 1. Полигон и гистограмма распределения  $H_c$ .

$n_i$  — число сердечников, имеющих одинаковое  $H_c$ ;  $h_i$  — высота прямоугольника гистограммы.



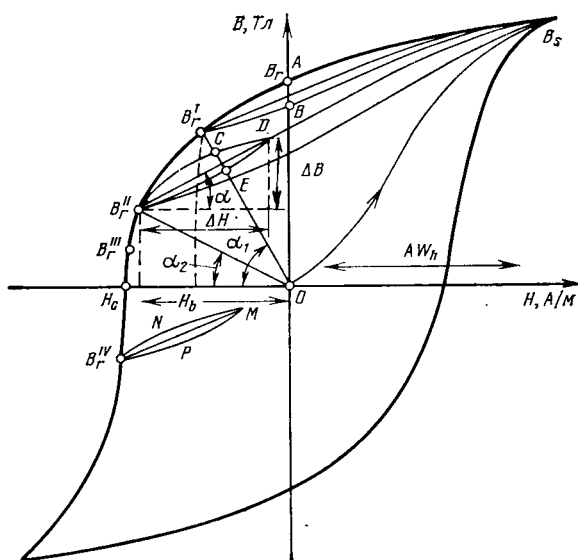


Рис. 2. Частные циклы работы реле КДРЗМБ.

магнитизации при 2000 А, что позволило достичь практически индукции насыщения  $B_s$ . При этом процесс первоначального намагничивания проходит по кривой  $OB_s$ . Если уменьшать напряженность намагничивающего поля до нуля, то индукция снижается до значения  $B_r$ , так как магнитная система реле между якорем и сердечником имеется воздушный зазор 0,05 мм и кажущаяся остаточная индукция будет находиться в точке  $B'_r$  при выключенной обмотке реле.

Значение кажущейся остаточной индукции определяет угол наклона прямой, проведенной от начала координат до пересечения с кривой размагничивания во втором квадранте. Этот угол определяется по формуле [Л. 3]:

$$\alpha = \arctg \left( G_{p.p} + \frac{gl}{3} \right) \frac{l}{S} \frac{m_H}{m_B}, \quad (1)$$

где  $G_{p.p}$  — магнитная проводимость рабочего зазора реле при притяннутом якоре;  $gl/3$  — магнитная проводимость рассеяния;  $l$  — длина сердечника;  $S$  — сечение сердечника;  $m_H$ ,  $m_B$  — масштаб оси соответственно напряженности поля и индукции поля.

Если в обмотку реле с притянутым якорем вторично подать импульс намагничивания, т. е. отклониться от предельного цикла перемагничивания, процесс пойдет по ветви  $B'_r BB_s$ . После прекращения импульса процесс пойдет по верхней ветви  $B_s AB'_r$ . В таком случае материал подвергается так называемому частному циклу перемагничивания; таких частных циклов может существовать бесконечное множество. Например, если подать импульс противоположной полярности в обмотку реле, то индукция может оказаться в точке  $B''_r$ , и частный цикл изменяется по кривой  $B''_r EDCB''_r$ . В случае увеличения м. д. с. размагничивания можно попасть в точку  $B''_r$ , и в дальнейшем намагничивание может происходить по частному циклу  $B''_r PM$  и размагничивание по  $MNB''_r$ .

Необходимо отметить, что процесс работы реле по частному циклу можно повторять любое число раз, и всякий раз реле будет намагничиваться и размагничиваться по тем же ветвям и точкам поворота частного цикла. На этом моменте необходимо остановиться из-за весьма распространенного заблуждения, заключающегося в утверждении, что повторением импульсов размагничивающего тока можно намагнитить сердечник в обратном направлении.

Очевидно, если м. д. с. противоположной полярности равны м. д. с. намагничивания, то реле отпустит якорь в момент, когда индукция равна или меньше индукции отпуска якоря, и снова притянет якорь. В связи с этим м. д. с. деблокировки всегда должна быть меньше м. д. с. намагничивания. Для этого в цепь деблокировки включается до-

полнительный резистор. При этом изменения напряжения источника питания допускаются даже  $\pm 50\%$  (намагничивание напряжением 38 В и размагничивание того же реле напряжением 12 В; и несмотря на то, что реле рассчитано на номинальное напряжение 24 В, оно продолжает устойчиво работать).

Теперь рассмотрим влияние режима работы на характеристики реле с магнитной памятью (рис. 3). После прекращения импульса намагничивания, остаточная индукция в точке А равна  $B_y$ . При подаче импульса размагничивания

$$-Aw_2 < Aw_1.$$

Значение индукции переходит в точку В, которая определяется в месте пересечения прямой  $BC$  с кривой  $B=f(H)$ . При этом прямая  $BC$  проведена параллельно прямой  $OD$  из точки С, определяемой значением м. д. с. размагничивания. После прекращения импульса размагничивания значение индукции из точки В переходит по прямой возврата частного цикла  $BD$  в точку Д.

Как только реле отпустит якорь, значение индукции переходит в точку Е, определяемую местом пересечения прямой, проведенной от начала координат под углом  $\alpha_2$  с кривой  $B=f(H)$ . Угол  $\alpha_2$  вычисляется по [Л. 3]:

$$\alpha_2 = \arctg \left( G_{p.p} + \frac{gl}{3} \right) \frac{l}{S} \frac{m_H}{m_B}, \quad (2)$$

где  $G_{p.p}$  — магнитная проводимость рабочего зазора при отпущенном якоре.

Значение остаточной индукции из точки Е переходит по прямой возврата частного цикла в точку F на прямой  $OA$ . При этом прямая возврата  $EF$  параллельна прямой  $BD$ .

Если размагничивающая м. д. с. окажется больше значения  $H_c$ , то необходимо рассматривать четвертый квадрант предельной петли гистерезиса, где имеет место зеркальное отображение всех процессов, происходящих во втором квадранте.

Расчет реле с магнитной памятью производится в основном по аналогии с электромагнитным реле постоянного тока, но имеются некоторые особенности. Основная характеристика реле с магнитной памятью — удерживающая сила, которая рассчитывается по формуле из [Л. 4] с учетом, что величина рабочего зазора значительно меньше диаметра сердечника:

$$P_{уд} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} S, \quad (3)$$

где  $B$  — остаточная индукция после прекращения импульса намагничивания Тл;  $S$  — сечение сердечника, м<sup>2</sup>;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха,  $4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

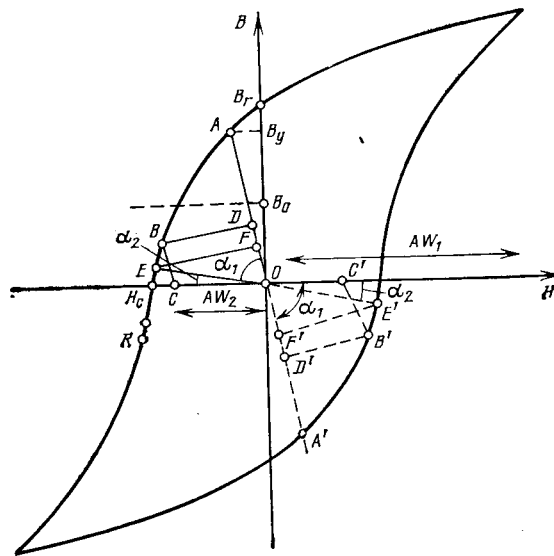


Рис. 3. Изменения индукции и напряженности поля в различных режимах.

Для реле КДРЗМБ согласно формуле (1)  $\alpha=59^\circ$ , что соответствует  $B=0,6$  Тл. Далее по формуле (3)

$$P_{уд} = \frac{1}{2} \frac{0,6^2}{4\pi \cdot 10^{-7}} \frac{\pi \cdot 10^2}{4} \cdot 10^{-6} = 11,3 \text{ Н.}$$

Экспериментальное измерение силы удержания якоря реле дает несколько заниженное значение — 10,5 Н, так как зазор между якорем и сердечником, а также якорем и ярмом практически больше за счет неровностей соприкасающихся поверхностей и неточности измерения зазора щупом.

Таким образом, значение силы удержания позволяет нагрузить реле 15 нормально замкнутыми контактными группами, так как эквивалентная нагрузка на якорь будет составлять 9 Н.

Очевидно, что число витков и диаметр провода обмотки вычисляются на базе заданного номинального напряжения источника электропитания и индукции насыщения выбранного материала сердечника. Если напряжение источника питания 24 В, то существующая стандартная обмотка для реле КДР:  $R=31 \text{ Ом}$ ,  $w=2600$ , ПЭВ-1 диаметром 0,35, обеспечивает напряженность магнитного поля

$$H = \frac{U}{R} \frac{w}{l_{сер}} = \frac{24}{31} \frac{2600}{0,076} = 26 \ 485 \text{ А/м.}$$

Согласно основной кривой намагничивания такая напряженность поля обеспечивает достижение индукции насыщения, т. е. максимальное использование возможностей реле с магнитной памятью.

Как уже указывалось, размагничивание необходимо произвести при меньших ампер-витках, чтобы не перемагнитить реле. Для этого в цепь деблокировки необходимо включить дополнительное отдельное сопротивление или вторичную высокоомную обмотку этого же реле или собственный замыкающий контакт. Однако вторичная обмотка уменьшает число витков намагничивающей обмотки. Цепь деблокировки через собственный контакт, который размыкает эту цепь, когда усилие контактного набора больше силы удержания якоря, не совсем надежна. В связи с этим рассмотрим расчет деблокировочного резистора, включенного последовательно с обмоткой реле. Уравнение равновесия в момент деблокировки

$$\frac{U}{R + R_d} \frac{w}{l_{сер}} = H_c,$$

отсюда

$$R_d = \frac{Uw}{H_c l_{сер}} - R.$$

Подставляя численные значения, получаем  $R_d=310 \text{ Ом}$ . При этом часто это сопротивление является общим для группы реле с магнитной памятью.

Зависимость силы удержания якоря от коэрцитивной силы приведена на рис. 4. Коэрцитивная сила измерялась на заводской установке, содержащей намагничивающее устройство, испытательную катушку и гальванометр. Метод измерения — компенсационный. Сила удержания  $P_{уд}$  и противодействующая сила или нагрузка определялись экспериментально с помощью эквивалентных нагрузок в виде разновеса, установленного вместо набора контактных групп в месте давления контактных пружин на якорь.

Нагрузочная характеристика по срабатыванию приведена ниже

$Aw$	300	450	600	750	900	1050	1200	1350	1500
$P_{уд}, \text{ г}$	10	50	100	150	200	250	300	350	400

Зависимость времени срабатывания от нагрузки характеризуется следующими данными:

$P_{уд}, \text{ г}$	250	50	100	150	200	250	300	350	400
$t_{ср}, \text{ мс}$	10	15	20	25	30	35	40	50	70

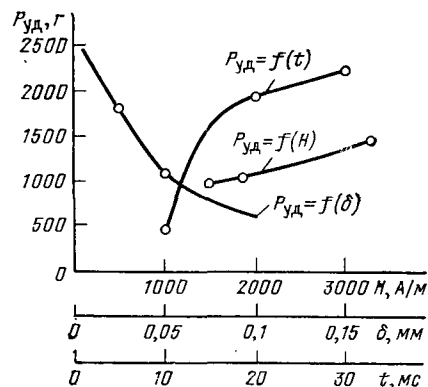


Рис. 4. Характеристики реле КДРЗМБ.

Следовательно, при максимальном контактном наборе (15 нормально разомкнутых контактных групп) время срабатывания составляет 25–30 мс, что объясняется высоким удельным электрическим сопротивлением стали У10А.

Зависимость силы удержания от величины воздушного зазора и от длительности импульса намагничивания приведена на рис. 4. Таким образом, увеличение воздушного зазора резко снижает силу удержания якоря.

С увеличением циклов работы реле с магнитной памятью в отличие от всех других типов электромагнитных реле срабатывает более надежно. Это объясняется тем, что в процессе эксплуатации реле повышается склонность якоря к прилипанию. Это явление происходит из-за притирания якоря и ярма. После многократного срабатывания снижается шероховатость соприкасающихся поверхностей, воздушные зазоры уменьшаются. Кроме того, возрастает коэрцитивная сила из-за естественного старения стали.

Таким образом, сила удержания якоря

$$P_{уд} = 1 - e^{-\Phi(H_c l_c) N},$$

где  $N$  — количество циклов работы реле.

Действительно, с возрастанием коэрцитивной силы  $P_{уд}$  стремится к единице, т. е. надежность реле по удержанию якоря увеличивается. Аналогично влияют число срабатываний реле и длина сердечника. Чем длиннее сердечник реле, тем реле работает более устойчиво. Сердечник выполняет роль эквивалентной катушки, ампер-витки которой зависят от произведения значений длины сердечника и коэрцитивной силы.

Экспериментально было подтверждено, что после 40 миллионов включений и выключений сила удержания якоря реле КДРЗМБ возросла примерно в 2 раза. Испытания показали, что реле сохраняют магнитную блокировку в течение нескольких лет после однократного срабатывания.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Алехин К. А., Зекцер Д. М. Кодовые диспетчерские реле. М.: Госэнергоиздат, 1961.
- Малинкина Е. И. Образование трещин при термической обработке стальных изделий. М.: Машиностроение, 1965.
- Сотсков Б. С. Элементы телемеханической и автоматической аппаратуры. М.: ГИОП, 1938.
- Сливинская А. Г. Электромагниты и постоянные магниты. Энергия, М.: 1972.

[18.10.79]



# Расчет электромагнита вибровозбудителя с тиристорным управлением

ИЗOTOV A. З., КОВАЛЕВСКИЙ И. И., кандидаты техн. наук

Московский энергетический институт

В промышленности все более широкое применение находят вибрационные устройства, содержащие электромагнитный вибровозбудитель с тиристором в цепи питания в качестве регулирующего органа. Однако, как отмечает ряд исследователей [Л. 1—3], ввиду сложности физических процессов, протекающих в электромеханической системе, в настоящее время отсутствует апробированная инженерная методика расчета электромагнита вибровозбудителя, что сдерживает развитие вибрационных устройств.

В статье рассматривается электромагнитный вибровозбудитель, работающий в околорезонансном режиме, с последовательно включенным тиристором в цепи питания обмотки электромагнита. Возбудителя от источника синусоидального напряжения. Электрическая схема цепи обмотки электромагнита вибровозбудителя изображена на рис. 1, где  $V$  — тиристор;  $L$  и  $R$  — индуктивность и активное сопротивление обмотки.

Имеются различные конструкции вибровозбудителей, однако для рассматриваемого класса общими элементами являются электромагнит и упругая связь между якорем и сердечником этого электромагнита. Следует отметить, что в отличие от соленоидных и магнитофугальных электромагнитных вибрационных устройств являются короткоходовыми с размахом относительных периодических колебаний от долей миллиметра до 15 мм.

Было установлено, что рассматриваемый вибровозбудитель может работать более эффективно, если для номинального режима работы электромагнита ограничить минимальный угол отпирания тиристора  $\gamma$  диапазоном от 0,52 до 2,1 рад [Л. 4 и 5]. В связи с этим возникает задача расчета, параметров электромагнита с учетом вводимого ограничения на минимальный угол отпирания тиристора при заданном напряжении источника питания и заданных механических параметрах вибровозбудителя.

При разработке методики расчета электромагнита вибровозбудителя с тиристорным управлением приняты следующие допущения:

влияние изменяющегося зазора электромагнита на параметры электрической цепи [Л. 1 и 3] не учитывается, причем индуктивность электромагнита  $L$  и параметр  $dL/dx$  имеют значения, соответствующие фиксированному положению среднего зазора  $\delta_0$ , т. е. при заторможенном якоре электромагнита; имеется в виду, что сила, развиваемая электромагнитом (при заторможенном якоре), раскачивает механическую резонансную колебательную систему до определенной амплитуды; магнитная система не насыщена; потери в стали магнитопровода отсутствуют; механическая колебательная система линейна, и колебания совершаются по гармоническому закону; рассматривается одномассовая колебательная система; управляемый клапан (тиристор) идеален.

Из теории колебаний известно, что уравнение движения механической колебательной системы под воздействием гармонической возбуждающей силы может быть записано в виде:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2h \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{F_a}{m} \cos \omega t,$$

где  $x$  — координата перемещения, приведенная к перемещению якоря электромагнита, отсчитываемая от среднего положения зазора  $\delta_0$ ;  $t$  — время;  $h$  — коэффициент демпфирования;  $\omega_0$  — угловая частота собственных свободных колебаний;  $m$  — масса колеблющегося тела;  $F_a$  — амплитуда синусоидальной вынуждающей силы;  $\omega$  — угловая частота вынуждающей силы (для рассматриваемого случая соответствует угловой частоте источника питания).

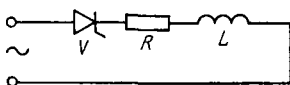


Рис. 1. Электрическая схема вибровозбудителя.

Амплитудное значение вынуждающей синусоидальной силы находится из решения дифференциального уравнения:

$$F_a = A m \omega_0^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega^2}{\omega_0^2}},$$

где  $A$  — амплитуда колебаний механической системы;  $Q = \frac{\omega_0}{2h}$  — добротность механической колебательной системы.

Методика расчета параметров электромагнита вибровозбудителя с тиристором сводится к следующей последовательности:

1. Для заданных параметров механической колебательной системы вибропровода  $A$ ,  $m$ ,  $\omega_0$ ,  $\omega$ ,  $Q$  определяется амплитуда вынужденной синусоидальной силы  $F_a$ .

2. В первом приближении выбираются магнитопровод электромагнита вибровозбудителя, диаметр обмоточного провода  $d_0$ , коэффициент заполнения окна материалом обмоточного провода  $k_a$  и рассчитывается число витков обмотки электромагнита  $N_0$ . По выбранным параметрам определяется активное сопротивление обмотки  $R_0$ .

3. Исходя из заданной амплитуды колебаний механической системы определяется среднее значение зазора  $\delta_0$  между якром электромагнита и сердечником и известными методами расчета магнитных цепей [Л. 6 и 7] определяется проводимость магнитной системы  $G_0$ .

Для наиболее простого случая при  $\delta_0/a \leq 0,2$ , где  $a$  — наименьший размер полюса магнитопровода

$$G_0 = \mu_0 \frac{S_{ст}}{\delta_0},$$

где  $G_0$  измеряется в Генри;  $\delta_0$  — в метрах;  $S_{ст}$  — сечение стали,  $m^2$ ; магнитная проницаемость вакуума  $\mu_0 = 1,256 \times 10^{-6}$  Г/м.

4. По рассчитанной проводимости  $G_0$  с учетом принятых допущений определяется индуктивность для среднего положения зазора электромагнита [Л. 7]

$$L_0 = N_0^2 G_0.$$

5. Определяется электромагнитный параметр вибровозбудителя

$$\tau = \omega L_0 / R_0.$$

Следует отметить, что при заданных параметрах магнитной системы и частоте источника питания параметр  $\tau$  не зависит от числа витков обмотки при одном и том же коэффициенте заполнения обмоточного пространства проводниковым материалом.

Ввиду того, что форма тока в обмотке электромагнита зависит от  $\tau$  и  $\gamma$ , при расчете необходимо иметь базовую форму тока, с которой можно было бы достаточно легко оперировать. За таковую можно принять однополупериодную синусоиду. В данном случае вводится понятие «идеализированный электромагнит», т. е. такой электромагнит, у которого при подключении обмотки к источнику синусоидального напряжения через тиристор с углом отпирания  $\gamma = 0$  форма тока в обмотке имеет вид однополупериодной синусоиды, т. е. индуктивность не влияет на форму тока. Это условие может быть выполнено при подключении обмотки электромагнита к источнику тока с большим внутренним сопротивлением.

Магнитодвижущая сила обмотки идеализированного электромагнита должна создать такую максимальную индукцию в зазоре, которая позволила бы получить заданную амплитуду синусоидальной вынуждающей силы. Поэтому, выражая м. д. с. обмотки через индукцию в зазоре [Л. 7] и учитывая принятые допущения, можно записать выражение:

$$I_{m0} N_0 = \frac{U_{m0}}{R_0} N_0 = \frac{B_m \delta_0}{\mu_0}, \quad (1)$$

где  $I_{m0}$  — максимальное значение однополупериодного синусоидального тока в обмотке идеализированного электро-

магнита, необходимое для создания индукции в зазоре  $B_m$ ;  $U_{m0}$  — максимальное напряжение на обмотке идеализированного электромагнита;  $B_m$  — максимальная индукция в зазоре идеализированного электромагнита, создающая вынуждающую силу, амплитуда первой гармоники которой равна  $F_a$ .

Однако наличие индуктивности реального электромагнита и тиристора, вводящего отсечку в схеме питания, изменяют кривую тока, уменьшая амплитуду первой гармоники электромагнитной силы. С целью восстановления амплитуды этой силы до требуемой величины в соответствии с заданной амплитудой колебаний механической системы необходимо увеличить напряжение питания в некоторое число раз, пропорциональное поправочному коэффициенту напряжения  $k_u$ . Тогда напряжение питания для реального электромагнита можно вычислить по формуле

$$U_{mp} = k_u U_{m0}. \quad (2)$$

Поправочный коэффициент  $k_u$  может быть рассчитан при помощи ЭВМ с большой точностью, что не всегда возможно и удобно в практических расчетах. Поэтому авторами [Л. 8] была выведена формула для определения поправочного коэффициента напряжения путем машинного анализа уравнения электрической цепи обмотки электромагнита, которое согласно принятому допущению имеет вид:

$$u = iR + L \frac{di}{dt},$$

и зависимостей между амплитудой колебаний механической системы и током в обмотке электромагнита. Для рассматриваемой схемы (рис. 1) поправочный коэффициент напряжения  $k_u$  связан с электрическими параметрами цепи питания электромагнита формулой:

$$k_u = \frac{\tau + 2,388}{1,572(1 - 0,424\gamma) \sqrt{(1/\tau + 2,5)(1 + 0,364\gamma^2)}}, \quad (3)$$

где  $\gamma$  — угол отпирания тиристора, рад.

Эта зависимость справедлива для значений

$$0,5 \leq \tau \leq 100 \text{ и } 0,5 \text{ рад.} \leq \gamma \leq 2,1 \text{ рад.}$$

Вывод выражения (3) в настоящей статье не приводится ввиду громоздкости.

Учитывая то, что амплитуда первой гармонической составляющей квадрата однополупериодного синусоидального тока составляет 0,4244 квадрата амплитуды этого тока, реальное значение индукции в зазоре определится из уравнения Максвелла [Л. 7] по выражению:

$$B_m = 2,171 \sqrt{\frac{F_a \mu_0}{S_{ст}}}. \quad (4)$$

Используя (1), (2) и (4) и проведя несложные преобразования, запишем формулу для определения числа витков реального электромагнита

$$N = \frac{0,46 U_m S_{окн} k_a}{k_u \rho l_{cp} \delta_0} \sqrt{\frac{\mu_0 S_{ст}}{F_a}}, \quad (5)$$

где  $U_m$  — амплитудное значение напряжения источника питания;  $S_{окн}$  — площадь окна обмоточного пространства;  $k_a$  — коэффициент заполнения обмоточного пространства проводниковым материалом;  $\rho$  — удельное сопротивление материала обмоточного провода;  $l_{cp}$  — средняя длина витка обмоточного провода.

6. По (3) определяется коэффициент  $k_u$  и по (5) — число витков обмотки электромагнита  $N$ .

7. По найденному числу витков находится активное сопротивление обмотки и проверяется степень насыщения по амплитудному значению индукции

$$B_m = \frac{\mu_0 N U_m}{\delta_0 R} k_a,$$

где  $k_a$  — коэффициент амплитуды тока, позволяющий перейти от амплитудного значения тока без учета индуктивности обмотки при  $\gamma=0$  к реальной амплитуде тока при заданном угле отпирания тиристора  $\gamma$  и реальном параметре электромагнита  $\tau$ . Этот коэффициент определяется по кривым рис. 2.

Рис. 2. К определению коэффициента амплитуды тока.

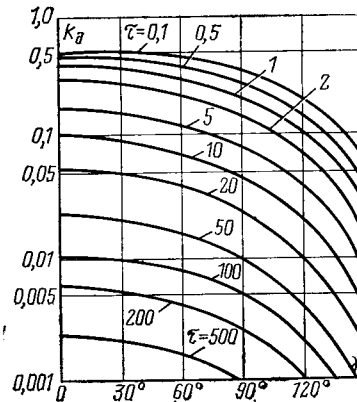
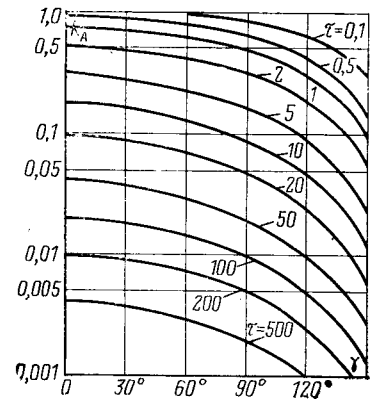


Рис. 3. К определению коэффициента действующего значения тока.

8. По кривым рис. 3 определяется коэффициент  $k_d$ , позволяющий пересчитать амплитудное значение тока без учета индуктивности обмотки при  $\gamma=0$  на действующее значение тока с реальными параметрами цепи обмотки электромагнита. Действующее значение тока вычисляется по формуле:

$$I = \frac{U_m}{R} k_d.$$

9. По известной формуле Ньютона определяется нагрев обмотки электромагнита

$$P = k_t S_{охл} (T - T_{окр}),$$

где  $P = I^2 R$  — мощность, идущая на нагрев обмотки;  $k_t$  — коэффициент теплоотдачи;  $S_{охл}$  — поверхность охлаждения;  $T_{окр}$  — температура окружающей среды.

10. Если температура  $T$  превышает допустимую или индукция  $B_m$  соответствует насыщению железа, то следует выбрать новый магнитопровод и провести расчет сначала.

Структура разработанной методики может быть использована при расчете электромагнита вибровозбудителя, работающего на двойной частоте источника питания, т. е. при подключении добавочного тиристора встречно-параллельно основному.

Кроме того, эта же структура может быть использована и для расчета электромагнита вибровозбудителя с учетом изменяющегося зазора и с другими менее грубыми допущениями.

Погрешность расчета параметров электромагнита вибровозбудителя по предлагаемой методике не превышает 15% для вибровозбудителей мощностью до 0,5 кВт·А по сравнению с параметрами электромагнитов, подобранных опытным путем, у которых максимальная амплитуда колебаний достигается при угле отпирания тиристора  $\gamma=0$ . Кривые для определения коэффициентов  $k_a$  и  $k_d$  получены при машинном анализе уравнения электрической цепи.

На основании проведенных исследований электромагнитного вибровозбудителя с учетом изменяющегося зазора электромагнита, выполненных с помощью ЭВМ, было замечено, что при определенных параметрах механической колебательной системы с достаточной для практики точностью можно

применять изложенную методику расчета электромагнита. Как правило, она применима к вибровозбудителям небольшой мощности до 0,5 кВт·А и может быть использована для предварительных расчетов мощных систем.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Базаров Н. Х., Шинянский А. В. Проблемы развития вибрационных электроприводов транспортных механизмов. — В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. М.: Энергия, 1974.
2. Королев Ю. П. Электромагнитный привод вибропитателей сыпучих материалов. — Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства, 1976, № 8.
3. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов. Справочник. — М.: Машиностроение, 1970.

4. А. с. 660728 (СССР). Способ возбуждения колебаний электромагнитного вибропривода/ А. З. Изотов, И. И. Ковалевский. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 17.

5. Изотов А. З., Ковалевский И. И. Повышение производительности электромагнитных вибрационных электроприводов с тиристорным управлением. Вопросы исследования и проектирования элементов электромеханических устройств. — Труды МЭИ, 1978, вып. 367.

6. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. — М.: Энергия, 1964.

7. Буль Б. К. и др. Основы теории электрических аппаратов. — М.: Высшая школа, 1970.

8. Изотов А. З., Ковалевский И. И. Обобщенный коэффициент к расчету электромагнита вибровозбудителя с тиристорным управлением. — Электротехника, 1981, № 3.

[23.12.80]



#### ВНИМАНИЮ СПЕЦИАЛИСТОВ!

Издательство «Металлургия» предлагает вашему вниманию издания 1982 г., заказы на которые будут приниматься только в самом издательстве по адресу: 119034, Москва, ГСП-3, 2-й Обыденский пер., д. 14, отдел распространения и рекламы.

В свободную продажу в книжные магазины эти книги не поступят.

Предприятия, организации и библиотеки оформляют заказы на эти издания гарантийными письмами с указанием срока гарантии до 31 марта 1983 г.

По мере выхода книг из печати заказчики получают их наложенным платежом через местное почтовое отделение.

Информация о выходе книг будет публиковаться в отраслевых научно-технических журналах.

Своевременное оформление заказа через издательство гарантирует получение книги.

Телефоны для справок: 202-33-17, 202-57-17.

Азиков Б. А., Зинуров И. Ю. Механизация работ в электроплавильных цехах. 11 л. 55 к.

Рассмотрены технология и оборудование электроплавильных цехов. Изложена методика определения уровня механизации. Подробно описана механизация работ в шихтовом, печном, разливочном пролетах цеха, в отделениях подготовки составов и при ремонте дуговых электропечей.

Биргер М. И., Гончаров А. Е., Гордон Г. М., Гурвиц А. А. Электрофильтры в цветной металлургии. 10 л. 50 к.

Изложены теоретические основы электрической очистки газов. Рассмотрены пути развития пылеулавливания и защиты окружающей среды, отражен приоритет Советского Союза в этом направлении. Приведены описание конструктивных особенностей и технико-экономические показатели работы электрофильтров. Рассмотрены способы транспорти-

ровки пылей, автоматизация процессов электрического пылеулавливания, техника безопасности при обслуживании и ремонте электрофильтров. Для инженерно-технических работников предприятий, проектных и конструкторских институтов, связанных с эксплуатацией пылеулавливающего оборудования.

Журавин Ю. Д., Минцис М. Я. Особенности электрообеспечения алюминиевых электролизеров («Проблемы цветной металлургии»). 6 л. 30 к.

Рассмотрены новейшие достижения в области электрообеспечения алюминиевых электролизеров, преобразовательной и измерительной техники. Обобщены результаты исследований оптимизации электрических режимов серий электролиза алюминия. Даны рекомендации по повышению эффективности производства алюминия, рациональному использованию электроэнергии.

Иванов И. Н., Воробьева Л. Ф. Экономика специальной электрометаллургии. 12 л. 60 к.

Рассматривается народнохозяйственная эффективность прогрессивных технологических процессов, показаны пути улучшения технико-экономических показателей вакуумной индукционной плавки, электронно-лучевого, плазменно-дугового, электрошлакового и вакуумного дугового переплавов и плазменной плавки.

Струнский Б. М. Расчеты руднотермических плавильных печей. 14 л. 65 к.

Рассмотрено строение различных плавильных ванн и свойства их как приемников электрической энергии. Освещены методы расчета печей. Проанализированы характеристики действующих промышленных печей. Предложен метод расчета электрических и геометрических параметров ванн и выбора типа печи.



УДК 621.313.01

## ЛОПУХИНА Е. М., СЕМЕНЧУКОВ Г. А. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭВМ.— М.: Высшая школа, 1980.

Выпуск рецензируемой книги, посвященной широкому кругу вопросов теории и практики проектирования АД малой мощности, отвечает насущным потребностям практики в углублении процесса проектирования, сокращения его сроков и уменьшения объема макетных испытаний.

Книга удачна и в методическом отношении. При сравнительно небольшом объеме она информирована и содержит большой и ценный материал, обобщающий вопросы теории, расчета, конструирования, технологии изготовления, оценки качества и экономических показателей АД. В ней нашли отражение результаты многолетних научных исследований авторов и опыт проведения курсовых и дипломных проектов в МЭИ. Все это делает книгу полезной как для студентов, так и для специалистов, работающих в научных и конструкторско-проектных организациях.

Авторы показали роль АД в народном хозяйстве, привели их классификацию по назначению, выявили особенности этого класса машин и специфику их проектирования, вскрыли новые возможности для совершенствования процесса проектирования с применением ЭВМ. В книге рассматриваются конструкторско-технологические и схемные решения и выбор основных размеров двигателей. Анализируются требования, предъявляемые к АД в зависимости от условий применения. Дается информация об основных ГОСТ и ОСТ по машинам малой мощности, о применяемых материалах, подшипниках, конденсаторах. Ценным представляется помещенный в этом разделе обобщающий материал по конструкции, технологии изготовления и характеристикам машин современных серий и наиболее массовых типоразмеров бытовых машин.

Особое внимание уделяется оценке надежности и уровня качества АД. В главе, посвященной выбору размеров магнитной системы машины, оригинально решена задача оптимизации размеров активного слоя статора и ротора с помощью метода планирования эксперимента, даются новые рекомендации по выбору соотношения чисел пазов статора и ротора для однофазных машин, полученные аналитически. Изложены особенности теории двухфазных и трехфазных обмоток, включая частично двухслойные и синусные, приведены примеры наиболее распространенных схем.

Большое внимание уделяется математическим моделям однофазных и трехфазных АД. На основе метода симметричных составляющих дается матричная запись уравнений конденсаторного АД с двухфазными обмотками, соединенными параллельно (базовая схема) и АД с однофазной обмоткой, используемых в качестве алгоритмов для расчета характеристик на ЭВМ. Обосновывается принцип эквивалентности, позволяющий применить уравнения базовой модели для расчета характеристик конденсаторных двигателей с последовательно соединенными обмотками и трехфазными обмотками, включаемыми в однофазную сеть при различных схемах. Рассматривается влияние высших пространственных гармонических в уравнениях рабочего процесса АД. Излагаются новейшие методы расчета магнитной цепи и определения параметров схемы замещения.

Впервые для неуправляемых АД разработана методика оптимизационного проектирования, основанная на параметри-

ческом принципе. Авторы описывают пути решения задачи синтеза АД с заданными свойствами параметрическим методом с широким использованием относительных параметров. Даются формулы для расчета относительных параметров, анализируется их влияние на выходные показатели двигателей. Приведенные графические зависимости позволяют решать многие инженерные задачи без подробных расчетов.

Авторами использован метод планирования эксперимента для получения непосредственных зависимостей выходных показателей АД от относительных параметров. Полученные полиномы могут использоваться и в алгоритмах оптимизационных расчетов на ЭВМ для «наводки в цель». Специальная глава книги посвящена оптимизации АД разных типов на ЭВМ. Рассмотрены частные и общая задачи оптимизации конденсаторных двигателей и однофазных с пусковыми элементами. Глубоко исследуется вопрос о выборе критериев оптимальности и ограничителей, анализируется их влияние на оптимальный вариант.

Предлагается интегральный критерий, позволяющий управлять качеством машины. Показаны также преимущества этого критерия при автоматизированном выборе АД из числа выпускаемых промышленностью.

Большой интерес представляет рассмотрение вопроса о влиянии и учете технологического разброса на характеристики АД на стадии проектирования.

В книге даются формулы для проектных и проверочных расчетов, включая электромагнитные и тепловые, выполняемые вручную. Все формулы иллюстрируются примерами. Приводятся и анализируются результаты оптимизационных и проверочных расчетов на ЭВМ. Для оценки точности проверочных расчетов АД с учетом высших гармонических проводится сравнение расчетных и общих характеристик, показана роль и степень влияния технологического разброса основных входных факторов.

Следует указать на ряд недостатков содержания книги, которые, однако, не снижают ее общей положительной оценки. Основные из них представляются следующими: отсутствует рассмотрение явноточных двигателей малой мощности, несмотря на их широкое применение; недостаточное внимание уделено физическим явлениям в области магнитно-акустических вибраций и шума; чрезмерно велико число программ на языке «Наири» в ущерб программам на языках высокого уровня; недостаточно полон раздел оптимизации двигателей на основе системного подхода.

Авторы проделали большую и очень трудоемкую работу по сбору и обобщению технических и экономических показателей, размеров и обмоточных данных современных АД, позволяющих вести реальное проектирование в учебном процессе и ценных для специалистов, разрабатывающих новые машины или применяющих их.

По глубине содержания и методике построения рецензируемая книга выходит за рамки учебного пособия и приближается к монографии, что правомерно при современной организации учебного процесса, направленного на развитие творческих навыков у студентов и их максимального приобщения к проблемным научным исследованиям.

РАДИН В. И., главный конструктор единых серий асинхронных двигателей, доктор техн. наук, проф.

## К 150-ЛЕТИЮ ОТКРЫТИЯ М. ФАРАДЕЕМ ЯВЛЕНИЯ И ЗАКОНА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

24 ноября 1831 г. известный ученый, профессор Королевского института, член Лондонского Королевского общества (Британской Академии наук), М. Фарадей сделал в Лондоне доклад «Об индукции электрических токов». Содержание этого доклада стало одним из величайших открытий физики, которое легло в основу нового материалистического понимания электромагнитных процессов и чрезвычайно ускорило научно-технический прогресс.

В начале своего доклада Фарадей говорит: «Представляется весьма необычным, чтобы, с одной стороны, всякий электрический ток сопровождался магнитным действием... и чтобы в хороших проводниках, помещенных в сферу этого действия, совсем не индуцировался ток...» и затем: «...недавно я добился положительных результатов...» [Л. 1, с. 12]. Далее Фарадей излагает, что это за результаты и как он их получил. Он подробно описывает устройство из двух изолированных друг от друга спиралей, намотанных в первых опытах на деревянный, а в дальнейшем на железный сердечник, одна из которых подключалась к батарее, вторая замыкалась на гальванометр (рис. 1). Докладчик констатирует: «При замыкании контактов наблюдалось внезапное, но очень слабое действие на гальванометр, и подобное же слабое действие имело место при размыкании контакта с батареей, но в дальнейшем, при прохождении гальванического тока по одной из спиралей, не удалось обнаружить отклонения, или иного действия на вторую спираль» [Л. 1, с. 13]. Он отмечает, что стрелка гальванометра при замыкании и размыкании отклонялась в разные стороны, и при наличии железного сердечника эти отклонения значительно усиливались.

Этот опыт показал Фарадею, что возникновение тока в спирали, подключенной к гальванометру, происходит при изменении тока в другой спирали, подключенной к батарее, а следовательно, и при изменении магнитного действия этого тока. Если обозначить фактор магнитного действия через  $\Phi$ , то индуцированный ток должен быть пропорциона-

лен частотной производной этого фактора по времени:

$$i_{\text{инд}} \sim \frac{\partial \Phi}{\partial t}.$$

Далее Фарадей описывает устройство из двух досок, на каждой из которых были смонтированы зигзагообразные провода в виде буквы W; один провод подключался к батарее, другой к гальванометру. Фарадей отмечает, что когда «...первый провод перемещался ко второму, то во время его перемещения стрелка отклонялась. Во время удаления провода стрелка отклонялась в противоположном направлении» [Л. 1, с. 16].

Из этого опыта следует, что явление наведения тока происходит и при взаимном перемещении возбуждающего и возбуждаемого проводов, т. е. если изложение Фарадея перевести на язык математики, наведенный (индуцированный) ток

$$i_{\text{инд}} \sim \frac{\partial \Phi}{\partial l} \frac{dl}{dt},$$

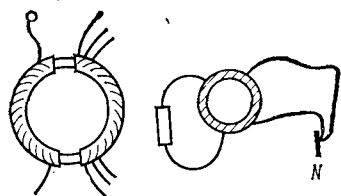
где  $l$  — направление перемещения.

Фарадей детальным образом исследует открытое им явление, которое называет «вольт-электрической индукцией» и констатирует: «...расположенные рядом токи как одинакового, так и противоположного направления не обнаруживают способности оказывать друг на друга индуктирующее действие, могущее сказаться на их величине или же напряжении» [Л. 1, с. 17].

Смысл этого наблюдения в переводе на математический язык заключается в тождественном равенстве нулю, в указанных Фарадеем условиях (взаимная неподвижность токов!), полной производной магнитного фактора  $\Phi$  по времени:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{\partial \Phi}{\partial l} \frac{dl}{dt} \equiv 0.$$

Варьируя условия эксперимента, Фарадей в том же 1831 г. открывает явление наведения тока при перемещении провода около полюса магнита (рис. 2), которое называет «магнетозлектрической» или «магнэлектрической» индукцией. Его гениальная интуиция создает представление о «магнитных кривых». Он поясняет, что под «магнитными кривыми» понимаются линии магнитных сил, которые вырисовываются железными опилками... или... небольшими магнитными стрелочками..., и формулирует «закон» о возникновении тока при «пересечении магнитных кривых, перемещающимся проводом» [Л. 1, с. 55].





Эти опыты и выводы Фарадея определяют и вводят в науку новое понятие физического магнитного поля и его структуры (линии магнитного поля) и дают наглядную картину процесса электромагнитной индукции. М. Фарадей — выходец из простой рабочей среды (отец его был кузнецом) — не имел возможности окончить даже начальную школу. Он начал работать в переплетной мастерской и только благодаря своей любознательности и настойчивости в 1813 г. в возрасте 22 лет сумел устроиться ассистентом к известному химику Г. Деви в Королевский институт.

Специальной математической школы Фарадей не проходил — до конца своих дней он не знал классического математического анализа, и открытия свои делал благодаря гениальной интуиции, огромной работоспособности и целеустремленности. Любопытно, что у Фарадея была слабая память, на что он постоянно жаловался, однако этот недостаток несколько не ослаблял его поразительную прозорливость при исследовании физических процессов. В своих подробнейших дневниках («Экспериментальные исследования по электричеству», два тома объемом 1100 с.), где систематизированы выполненные им эксперименты, даны их обсуждения и выводы, нет ни одной математической формулы. Несомненно, эти записи компенсировали Фарадею недостаток памяти.

Математическое «оформление» идей Фарадея в дальнейшем выполнил и развил другой гениальный английский ученый Д. К. Максвелл, который, однако, находил описательные рассуждения Фарадея глубоко математичными, но на особом математическом языке, аналогичном языку современной топологии.

Максвелл писал: «Способ, которым Фарадей использовал свою идею силовых линий, чтобы координировать явления электромагнитной индукции, доказывает, что он был математиком высокого порядка, — одним из тех, у кого математики будущего могут черпать ценные и благотворные методы» [Л. 2, с. 77].

Интересно отметить, что год открытия явления и закона электромагнитной индукции (1831 г.) был годом рождения Максвелла.

Чтобы понять плодотворность изложенной выше концепции Фарадея (физическое магнитное поле), вспомним некоторые этапы истории открытия явления электромагнитных взаимодействий.

Летом 1820 г. датский ученый Г. Эрстед открыл явление воздействия электрического тока на магнитную стрелку, т. е. возбуждение магнитного процесса электрическим током. «Электричество превращается в магнетизм», — так характеризовали это явление современники. Особенность открытого явления заключалась в том, что силы, действующие на магнитные полюсы стрелки, были направлены не от тока и не к току, а по касательной к окружности, concentрической с током.

Открытие Эрстеда быстро стало известным ученому миру, особенно заинтересовались им ученые Парижской Академии наук. Здесь нужно отметить, что почти все они — блестящие математики, создавшие математические методы расчета механических

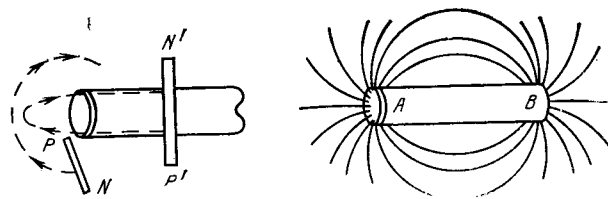


Рис. 2.

и гравитационных взаимодействий на основе законов Ньютона, в частности, на основе закона тяготения с центральным характером взаимодействия (т. е. с силами, действующими по прямому, соединяющим взаимодействующие массы и убывающими обратно пропорционально квадратам расстояний), не ставили вопроса о том, как происходят эти взаимодействия, каково влияние среды.

Эти же методы анализа (теорию потенциала, уравнения в частных производных) они с большим успехом применили к расчетам электрических и магнитных взаимодействий, основываясь на законах Кулона (1785—1788 гг.) в той же математической формулировке, что и закон Ньютона.

Несомненно, открытие Эрстеда озадачило многих ученых (необычное направление магнитных сил!), однако уже осенью 1820 г. Ампер в одном из блестящих докладов в Парижской Академии наук изложил открытое им явление взаимодействия параллельных токов.

Сила взаимодействия оказалась направленной по перпендикуляру, соединяющему токи, но по величине обратной лишь первой степени расстояния. Перейдя к гипотетическим элементам токов (*idl*), Ампер нашел (привычную!) зависимость силы от квадрата расстояния и в 1825 г. вывел свою знаменитую формулу взаимодействия двух элементов токов, произвольно расположенных друг относительно друга. За эту формулу Максвелл очень метко и тонко назвал Ампера «Ньютоном электричества».

Фарадей, узнав об опытах Эрстеда в 1821 г., записал в своем дневнике: «...обратить магнетизм в электричество» и в отличие от европейских ученых заинтересовался прежде всего динамикой электромагнитных взаимодействий.

Первой удачей был осуществленный им в том же 1821 г. опыт электромагнитных вращений. Фарадей сконструировал известный теперь в любой физической лаборатории прибор (рис. 3), состоящий из двух чашек с ртутью, в одной из которых плавающий в ртути магнит вращается вокруг провода с током, в другой свободно укрепленный проводник с током плавает в ртути и также вращается вокруг магнита. Чертежи и соображения, которыми предваряется конструкция прибора, наводят на мысль, что уже тогда у Фарадея возникло убеждение в обратимости электрических и магнитных явлений.

Надо сказать, что многие ученые той эпохи пытались превратить «магнетизм в электричество», но всегда дело ограничивалось созданием конструкций из проводов, магнитов, батарей и гальванометров и наблюдения их в статическом состоянии. Конечно, никаких наведенных токов при этом не обнаружи-



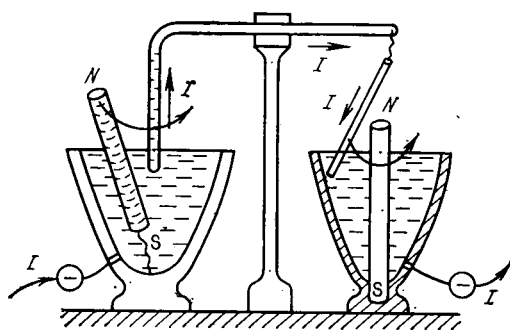


Рис. 3.

валось. Постановка задачи была «проблематической»: может быть выйдет!

Фарадей же, несомненно, был уверен в обратимости электромагнитного процесса и с настойчивостью, подтверждающей эту уверенность, экспериментировал 11 лет (!), пока не добился положительного результата. Подход его был «аподиктическим»: так должно быть! Трудность заключалась в учете времени, точнее говоря, изменении времени как физического фактора.

Созданное Фарадеем представление о силовых линиях поля и пересечении их проводом оказалось могучим эвристическим приемом. Он, например, не только объяснил, но и сумел обратить явление, открытое Араго в 1821 г., заключавшееся в возникновении вращения медного диска при вращении магнита, в поле которого расположен этот диск.

Возникающее вращение пытались объяснить намагничиванием диска, однако и Араго, и Ампер отвергли такое объяснение; как говорит Фарадей, «против такого объяснения они выдвигают факт полного отсутствия притяжения, когда магнит и металл находятся в покое, хотя индуцированный магнетизм должен бы еще сохраняться в этом случае» [Л. 1, с. 42]. Таким образом, ни Араго, ни Ампер не считали и не понимали, что функция времени (перемещение) может быть физическим фактором.

Фарадей рассматривает медный диск как бы поделенным на радиусы (спицы) и констатирует, что в каждой такой спице, пересекающей магнитные кривые, в соответствии с законом магнитоэлектрической индукции наводятся токи, которые, взаимодействуя с возбуждающим их полем вращающегося магнита, вызывают вращение диска, что полностью и объясняет явление Араго. Гениальным образом Фарадей обращает этот опыт: он вращает диск между полюсами неподвижного магнита и прикладывает два неподвижных скользящих контакта — один к периферии диска, другой к его оси, — а в цепи контактов получает постоянный ток. Это первый электромагнитный генератор — прообраз униполярной машины (рис. 4).

Характеризуя метод Фарадея, истолкователь и продолжатель его идей Д. К. Максвелл писал: «Фарадей видел силовые линии, пронизывающие все пространство, там, где математики видели центры сил, притягивающих на расстоянии: Фарадей видел среду там, где они не видели ничего, кроме расстояния; Фарадей предполагал источник и причину явлений в реальных действиях, протекающих

в среде, они же были удовлетворены тем, что нашли их в силе действия на расстоянии, приписанной электрическим флюидам [Л. 3, с. 349].

Пытаясь составить теоретическое представление о существе явления электромагнитной индукции, Фарадей пишет: «Когда провод подвергается вольт-электрической или магнитоэлектрической индукции, он, видимо, находится в некотором особом состоянии, ибо он сопротивляется образованию электрического тока, при обычном же состоянии провода ток бы в нем не возбуждался; представленный самому себе такой провод обладает способностью давать начало току, каковой способностью он в обычных условиях не обладает...» [Л. 1, с. 31]. Это особое состояние Фарадей называет «электротоническим».

Нельзя не согласиться с академиком Л. И. Мандельштамом, который, говоря о том, что воззрения Фарадея абсолютно противоречили всем укоренившимся представлениям, заключает: «К этому нужно прибавить, что изложение Фарадея чрезвычайно ясное, когда речь шла об экспериментальных фактах, не всегда бывает таким, когда дело касалось его теоретических представлений» [Л. 4, с. 16]. И, разумеется, теория электротонического состояния, которую в дальнейшем Фарадей сам отвергает, не отличается ясностью. Однако Максвелл, пользуясь этими интуитивными представлениями Фарадея как эвристическими соображениями, с непревзойденным творческим искусством обрамляет их математическими рамками.

В своей статье «О Фарадеевских силовых линиях» (1855—1856 гг.), в разделе «Обзор теории электротонического состояния» Максвелл говорит: «Мы можем представить себе электротоническое состояние как некоторый... вектор... Мы можем для каждой точки замкнутой кривой найти составляющую электротонического состояния. Помножая эту составляющую на дифференциал дуги и интегрируя, мы получим то, что назовем — полной электротонической интенсивностью вдоль замкнутой кривой» и далее: «Закон I. Полная электротоническая интенсивность вдоль границы элемента поверхности служит мерой количества магнитной индукции, проходящей через этот элемент, или, другими словами, мерой числа магнитных силовых линий, пронизывающих данный элемент» [Л. 3, с. 83—84].

В современном смысле «количество магнитной индукции» (число магнитных силовых линий) есть магнитный поток  $\Phi$ , и этот первый закон записы-

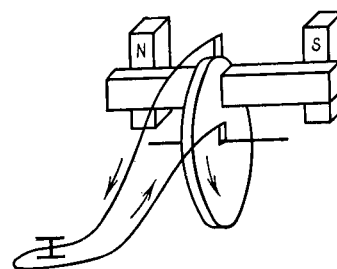


Рис. 4.

вається так:

$$\Phi = \oint \bar{A} d\bar{l},$$

где  $\bar{A}$  — вектор, характеризующий электротоническое состояние (в современном понимании — векторный потенциал магнитного поля!).

Максвелл формулирует: «Закон VI. Электродвижущая сила индукции, действующая на элемент проводника, измеряется производной от электротонической интенсивности... Электродвижущая сила в замкнутом проводнике пропорциональна производной по времени от полной электротонической интенсивности вдоль всей проводящей цепи» [Л. 3, с. 85].

В современной терминологии э. д. с. индукции в замкнутом контуре

$$\varepsilon = - \frac{d}{dt} \oint \bar{A} d\bar{l} = - \frac{d\Phi}{dt}.$$

Интересно отметить, что в то же время (1845 г.) известный теоретик Ф. Нейман, исходя из работ и формул Ампера и применяя классические методы расчета, вывел знаменитую формулу — выражение э. д. с., наведенной в контуре  $l_{II}$ , когда в контуре  $l_I$  течет ток:

$$\varepsilon_{II} = \frac{\partial}{\partial t} i_I \oint_{II} \oint_{I} \frac{d\bar{l}_I d\bar{l}_{II}}{r_{I-II}},$$

и, обозначив  $i_I \oint_{I} \frac{d\bar{l}_I}{r_{I-II}} = \bar{A}$ , получил:

$$\varepsilon_{II} = \frac{\partial}{\partial t} \oint_{II} \bar{A} d\bar{l}_{II},$$

т. е. то же выражение, что получил Максвелл, развивая идеи Фарадея.

Однако метод Неймана, как отметил Максвелл [Л. 3], представляет путь от частного к общему, в то время как путь Фарадея — от общих идей к частным выводам. Максвелл подчеркивает, что второй путь значительно лучше.

Расшифровывая полную производную  $d\Phi/dt$  в законе электромагнитной индукции, нетрудно получить формулу, в которой явно выражены компоненты наведенной э. д. с. от собственного изменения магнитного потока и от изменения потока за счет деформации или перемещения контура, в котором наводится э. д. с., как это обнаружил Фарадей в своих первых опытах:

$$\varepsilon_{\text{инд}} = - \frac{d\Phi}{dt} - \oint_i [\bar{B} \bar{v}] d\bar{l},$$

где  $\bar{B}$  — вектор индукции;  $\bar{v}$  — скорость перемещения элемента  $d\bar{l}$  [Л. 5, с. 114—115].

Мысли, развивающие физику электромагнитных процессов, Фарадей изложил в письме, написанном

в 1832 г. и адресованном Лондонскому Королевскому обществу с просьбой хранить это письмо не распечатывая. К сожалению, его просьба была «перевыполнена»: письмо было вскрыто и опубликовано лишь в 1938 г. Через 106 лет!

В этом письме Фарадей, проявляя гениальную физическую интуицию, говорит: «... на распространение магнитного воздействия требуется время..., которое, очевидно, окажется весьма незначительным... электрическая индукция распространяется точно таким же образом... распространение магнитных сил похоже на колебания взволнованной водной поверхности... Я намерен приложить теорию колебаний к магнитным явлениям, как это было сделано по отношению к звуку, и является наиболее вероятным объяснением световых явлений» [Л. 6, с. 77].

Мы знаем, что программу, намеченную Фарадеем, осуществил Д. К. Максвелл, открыв (теоретически) ток смещения в  $(\bar{I}_{\text{см}} = \varepsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t})$  и рассчитав скорость распространения электромагнитного возмущения, которая оказалась равной скорости света (1868 г.). Отсюда Максвелл заключил, что свет — электромагнитное явление.

Связь магнитных явлений со светом Фарадей настойчиво искал и лишь в 1845 г. обнаружил вращение плоскости поляризации поляризованного света в продольном магнитном поле — знаменитый «эффект Фарадея», который имеет огромное теоретическое и прикладное значение для современности.

Фарадей умер в 1867 г., не оставляя напряженной работы до конца своих дней.

Личность Фарадея привлекательна. Приобретший огромную популярность и уважение ученого мира, он никогда не кичился своей славой, всегда был скромным и доброжелательным, не роняя при этом чувства собственного достоинства.

Закон электромагнитной индукции и теория физического электромагнитного поля, созданные Фарадеем и развитые Максвеллом, Лоренцом, Эйнштейном и другими, легла в основу всей электроэнергетики, электросвязи и многих других применений электромагнитных процессов, а также общетеоретического осознания роли электромагнетизма в окружающем нас мире.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Экспериментальные исследования по электричеству. — М.: Изд-во АН СССР, 1947, т. 1.
2. Максвелл Д. К. Речи и статьи. — М.: ГТТИ, 1940.
3. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля. — М.: ГТТИ, 1952.
4. Из предьстории радио. — М.: Изд-во АН СССР, 1948.
5. Лавров В. М. Теория электромагнитного поля. — М.: Связьиздат, 1964.
6. Электрические колебания и волны. — М.: Связьиздат, 1940.

ЛАВРОВ В. М., проф.



# XVI Международная конференция по молниезащите

(16—19 июня 1981 г., ВНР, г. Сегед)

В конференции участвовало 120 специалистов из 20 стран, были обсуждены 40 докладов, в том числе 4 доклада, представленные СССР (кафедра ТВН МЭИ).

Результаты десятилетних (1969—1978 гг.) измерений токов молнии изложены в докладе Э. Габаргнати и др. (Италия). Измерения производились в Италии на вершинах гор высотой примерно 900 м над уровнем моря с помощью телевизионных мачт высотой 40 м. Разряды подразделялись на внизнаправленные и вверхнаправленные в зависимости от направления разветвлений. Разделение первых компонентов удара и последующих проводилось по форме фронта тока молнии. Длительность фронта тока молнии определялась как интервал времени от точки на осциллограмме, соответствующей 3 кА, до максимального значения тока, а длительность импульса — от той же точки до момента, когда ток уменьшается до половины его максимального значения. Заряд определялся путем интегрирования тока по времени от начала (3 кА) до конца пульса (но не более 500 мкс). Полученные данные хорошо согласуются с известными результатами измерений проф. К. Бергера.

Было отмечено, что вверхнаправленные удары имеют два компонента и более в 70% случаев, а внизнаправленные — только в 40%.

В последние годы М. Юаном (США) с сотрудниками разработан метод триангуляционной локации точек удара и определения силы тока молнии с помощью анализа создаваемого молнией электромагнитного поля. В докладе Дж. Нусе и В. Ларсена сообщается об успешном применении этого метода в Норвегии, где имеются три станции наблюдения, оборудованные рамочными антеннами и расположенные на расстояниях примерно 300 км друг от друга. Данные наблюдений (время удара, азимутальный угол, напряженность электрического и магнитного полей) передаются в центр обработки. По азимутальным углам устанавливается точка удара, и микропроцессор наносит ее на карту местности. Анализ изменений электрического и магнитного полей позволяет установить число компонентов в ударе молнии. А поскольку напряженность магнитного поля пропорциональна току молнии, то, зная расстояние от точки удара, можно оценить его максимальное значение. Диапазон действия такой измерительной системы достаточно широк — от 10 до 300 км и более.

Летом 1979 г. во время гроз в радиусе действия станций наблюдались 300—400 ударов молнии в час, а один раз — более 1000 ударов в час. В 1980 г. вступил в строй автоматизированный центр обработки данных. Было получено 538 записей изменения напряженности магнитного поля во время ударов молнии, однако измерительная система в Норвегии

еще не откалибрована, поэтому соответствующие абсолютные значения токов молнии неизвестны. Если же принять в качестве 50%-ного значения ток 36 кА, как это было получено М. Мейером и др. (Южная Флорида, 29 296 регистраций) с помощью такой же методики, то Норвежские данные хорошо согласуются со статистическими распределениями токов молнии, полученными как по измерениям электромагнитного поля (Южная Флорида), так и при прямых измерениях тока (Швейцария, Южная Африка, 266 регистраций).

В 1980 г. отмечена достаточно высокая прозовая активность в Северном море и Атлантике.

Мюнхенским техническим университетом и Высшей школой бундесвера в 100 км юго-западнее Мюнхена создана станция для исследования триггерных (вызываемых ракетами) молний (доклад А. Хирла). В 1978—1980 гг. было осуществлено 14 успешных пусков ракет, вызывавших молнии. Максимальное значение тока молнии составляло 2,74 кА. В дискуссии обсуждалась с учетом французских данных (см. «Электричество», 1980, № 3, с. 76) возможность использования триггерных молний для испытания больших объектов.

Актуальным остается исследование защитного действия молниеотводов. Ряд докладов был посвящен анализу зон защиты, предложенных ранее различными авторами. При этом развивались вероятностные аспекты зон защиты; в частности, в докладе З. Флисовского и П. Стружевского (ПНР) вводится понятие надежности определения зон защиты. Показано, что при заданной надежности с ростом высоты молниеотводов должны предъявляться более жесткие требования к их защитному действию. В докладе М. Ди Стефано и К. Мазетти (Италия) эффективность молниезащитного устройства предложено определять как  $P=1-(f+d)$ , где  $d$  — риск удара непосредственно в защищаемый объект;  $d$  — риск повреждения объекта при прохождении тока молнии по элементам защитной системы, связанной с конструкцией последней.

Значительное внимание в докладе А. Хабингера (Австрия) было уделено защите электронной аппаратуры. Для глубокого ограничения напряжения рекомендуется применять комбинацию защитных устройств, например, газонаполненный разрядник — цинкооксидный варистор — полупроводниковый диод. Дополнительным защитным мероприятием, а иногда и основным, может служить разрядка отдельных частей схемы с помощью оптоэлектронных систем (доклад Н. Траппа, ФРГ).

XVII Международная конференция по молниезащите состоится в 1983 г. в Нидерландах.

ЛАРИОНОВ В. П., доктор техн. наук



## ПОПРАВКА

В «Электричестве», № 10, 1981 г., в разделе «Дискуссии» фамилию автора выступления на с. 70 следует читать: Тюханов Ю. М.

## ДМИТРИЙ ГЕОРГИЕВИЧ ЖИМЕРИН

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет со дня рождения и 50 лет инженерной, научной и общественной деятельности первого заместителя Государственного комитета СССР по науке и технике, члена-корреспондента АН СССР Дмитрия Георгиевича Жимерина.

Крупный ученый и руководитель советской энергетики, Д. Г. Жимерин внес большой творческий вклад в совершенствование энергетической науки, развитие электрификации страны.

После окончания Московского энергетического института Д. Г. Жимерин работал в тресте ОРГРЭС, обеспечивающем пуск и наладку новых электростанций. На посту начальника аварийной службы Главэнерго Наркомата тяжелой промышленности принимал руководящее участие в разработке противоаварийных мероприятий на электростанциях и в энергосистемах. В конце 30-х годов в должности главного инженера, а затем начальника Главюзэнерго Д. Г. Жимерин руководил работами по электрификации южных экономических районов и особенно Донбасса, мощность электростанций которого увеличилась в несколько раз.

В 1940 г. Д. Г. Жимерин был назначен первым заместителем наркома электростанций, а в январе 1942 г. — наркомом и затем министром электростанций СССР. В это тяжелое военное время в большой мере проявились организаторские способности Д. Г. Жимерина: необходимо было перебазировать энергетическое оборудование на восток, организовать его монтаж и эксплуатацию на электростанциях Урала, Сибири и Средней Азии. Советские энергетики успешно справились с этой нелегкой задачей и обеспечили бесперебойное снабжение энергией нужд тыла и фронта.

Под руководством Д. Г. Жимерина в послевоенный период советские энергетики решали не менее сложные задачи по восстановлению и коренной рекон-



струкции энергохозяйства страны. Разрушенные тепловые электростанции восстанавливались на новой технической основе — внедрялись установки с высокими параметрами пара, мощность ГЭС увеличивалась. В этот период широко развернулись работы по объединению энергосистем.

В 50-х годах Д. Г. Жимерин занимал ответственные должности в Совете Министров СССР и в плановых органах, в 1962 г. был избран профессором и заведующим кафедрой экономики МЭИ, в 1964 г. назначен директором Энергетического института имени Г. М. Кржижановского.

В 1965 г. он защитил докторскую диссертацию, а в 1970 г. был избран членом-корреспондентом АН СССР.

Проф. Д. Г. Жимерин был инициатором научного обоснования и осуществления программы развития ТЭС, внедрения крупных энергоблоков на высоких и сверхвысоких параметрах пара, под его непосредственным руководством были проведены научные исследования по созданию в СССР энергетических систем и сооружению линий высокого напряжения. Он был инициатором и принимал активное участие в работах по внедрению в СССР ЛЭП постоянного тока, в результате которых был создан Институт постоянного тока, введена первая линия Кашира—Москва, разработан проект уникальной линии Экибастуз—Центр. Велики заслуги Д. Г. Жимерина в создании ЕЭС Европейской части страны.

С 1971 г. Д. Г. Жимерин является первым заместителем председателя Государственного комитета СССР по науке и технике. Он координирует научно-технические исследования в области автоматизации производственных процессов, планирования и управления народным хозяйством на основе средств электронной вычислительной техники.

Д. Г. Жимерин постоянно уделял и уделяет большое внимание пропаганде научно-технических достижений. Он автор книг по истории и развитию электрификации СССР, многочисленных брошюр и статей в научных и научно-популярных журналах.

Д. Г. Жимерин неоднократно избирался в руководящие партийные и советские органы: был кандидатом в члены ЦК КПСС, депутатом Верховного Совета СССР.

Заслуги Дмитрия Георгиевича в государственной, научно-педагогической и общественной деятельности отмечены высокими наградами — четырьмя орденами Ленина, орденом Октябрьской Революции, двумя орденами Трудового Красного Знамени, орденом «Знак Почета» и медалями.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество»



ИМЕЕТСЯ В ПРОДАЖЕ  
и  
высылается наложенным платежом

Справочное пособие

Наладка автоматических систем и устройств управления технологическими процессами/ А. С. Клюев, А. Т. Лебедев, Н. П. Семенов, А. Т. Товарнов. — М.: Энергия, 1977. — 400 с., ил. — 1 р. 89 к.

Заказы направляйте по адресам:

390023, Рязань, ул. Циолковского, 1. Магазин № 7 Рязоблкниготорга  
420108, Казань, ул. Куйбышева, 3. Магазин «Техническая книга»

## ДМИТРИЙ ВАСИЛЬЕВИЧ ВАСИЛЬЕВ

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет одному из основателей отечественной электроавтоматики, заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, профессору Дмитрию Васильевичу Васильеву.

Научная и педагогическая деятельность Дмитрия Васильевича охватывает весь период формирования и развития электроавтоматики как специального технического направления. Еще в 1930 г. он был назначен начальником лаборатории электрических машин военной академии, а через год разработал и впервые в СССР стал читать курс «Системы синхронной связи и следящие системы».

В 1933 г. Д. В. Васильев принял активное участие в организации первой в стране кафедры автоматики и телемеханики в Ленинградском политехническом институте. Здесь он читал созданные им курсы «Основы автоматики и телемеханики» и «Электромашина автоматика».

В 1935 г. вышла его монография «Электрические машины в системах синхронной связи», которая явилась первой работой по данному вопросу как в СССР, так и за рубежом.

С первых послевоенных лет основ-



ная деятельность Д. В. Васильева протекает в Ленинградском электротехническом институте им. В. И. Ульянова (Ленина), где в 1947 г. он создал кафедру синхронно-следящих систем (в

настоящее время «Системы автоматического управления»), которую возглавлял в течение 30 лет.

За 50 лет научно-педагогической деятельности проф. Д. В. Васильевым написано 15 книг, получено 36 авторских свидетельств на изобретения, подготовлено более 80 кандидатов технических наук.

Хорошо известна и общественная деятельность Д. В. Васильева в качестве члена экспертной комиссии и пленума ВАК СССР, члена редколлегии журнала «Электричество», эксперта Госкомизобретений СССР, председателя первичной организации общества «Знание» ЛЭТИ.

В настоящее время профессор ЛЭТИ Дмитрий Васильевич Васильев читает специальные курсы лекций, руководит аспирантами и является научным руководителем важнейших научно-исследовательских работ.

Советское правительство высоко оценило научную и педагогическую деятельность Д. В. Васильева, наградив его орденом Трудового Красного Знамени и присвоив ему почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Группа товарищей

## ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Энергоиздат извещает:

ТОЛЬКО ПО ПРЕДВАРИТЕЛЬНО  
ОФОРМЛЕННОЙ ПОДПИСКЕ

будут распространяться сборники серии «Энергетика за рубежом», содержащие переводы докладов СИГРЭ (Международной конференции по большим электрическим системам).

В сборниках Вы сможете найти новейшие сведения о научных и практических работах в области электроэнергетики и электротехники в разных странах мира.

Подписка на книги издания 1982 года будет проводиться до 31 декабря 1981 г. магазинами и отделами подписных изданий, специализированными магазинами и магазинами — опорными пунктами.

При оформлении подписки индивидуальные покупатели полностью оплачивают стоимость книги.

Подписка оформляется квитанцией.

О поступлении изданий в магазин покупатель информируется почтовой открыткой, оставленной при оформлении подписки.

Заказы библиотек принимают библиотечные коллекторы.

Организации и предприятия оформляют заказы на эти издания гарантийными письмами. В письме должен быть указан срок гарантии — 31 декабря 1982 г. В этом случае принятый магазином заказ квитанцией не оформляется.

В 1982 году выйдут следующие сборники:

**Влияние электроустановок высокого напряжения:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. Ю. П. Шкарина. — (II кв.) — 8 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 55 к.

**Воздушные линии электропередачи:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. В. В. Бургдорфа. — (I кв.) — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 70 к.

**Выключатели высокого напряжения:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. Н. В. Шилина. — (II кв.) — 12 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 85 к.

**Кабели высокого напряжения:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. И. Б. Пешкова, М. Е. Глейзера. — (I кв.) — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 70 к.

**Передача информации в энергосистемах:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. Г. В. Микуцкого. — (II кв.) — 8 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 55 к.

**Передача энергии постоянным током высокого напряжения:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. Худякова В. В. — (III кв.) — 9 л., — (Энергетика за рубежом). — 60 к.

**Перенапряжения и координация изоляции:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. А. К. Лоханина. — (I кв.). — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 70 к.

**Планирование развития электрических систем:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. В. А. Веникова. — (III кв.). — 8,5 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 60 к.

**Подстанции переменного тока:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. Г. К. Вишнякова. — (III кв.). — 9 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 60 к.

**Релейная защита и автоматика:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. В. А. Семенова. — (IV кв.). — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 70 к.

**Трансформаторы:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. В. М. Погостина, С. И. Рабиновича. — (III кв.). — 9 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 60 к.

**Управление энергосистемами:** Переводы и обзоры докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Сост.: Ю. Н. Руденко, В. А. Семенов. — (I кв.). — 10 л. — (Энергетика за рубежом). — 70 к.

**Электрические машины:** Обзор докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Сост.: И. А. Глебов, Л. Г. Мамиконянц. — (III кв.). — 8 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 55 к.

**Электроизоляционные материалы:** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-80)/Под ред. С. Г. Трубачева. — (IV кв.). — 8 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 55 к.

## НОВЫЕ СТАНДАРТЫ

**ГОСТ 19484—80Е.** Аккумуляторы и батареи аккумуляторные щелочные никель-железные с ламельными электродами тяговые. Технические условия.

Стандарт разработан взамен ГОСТ 19484-74, утвержден постановлением Госстандарта от 30 декабря 1980 г., срок его действия — с 1 января 1983 г. до 1 января 1988 г.

Цель пересмотра — повышение технических требований к аккумуляторам и аккумуляторным батареям.

В отличие от действующего в новом стандарте:

исключено изготовление аккумуляторов в пластмассовых баках (ТНЖ-350П-У2; ТНЖ-350ВП-У2; ТНЖ-550П-У2);

введены группы условий эксплуатации аккумуляторов М26 и М28 по ГОСТ 17516-72;

уточнены размеры и масса аккумуляторов;

введены требования к виброустойчивости и удароустойчивости аккумуляторов по ГОСТ 17516-72;

установлен ресурс аккумуляторов для машин напольного транспорта — 7000 ч, для рудничных электровозов — 5000 ч;

уточнены требования к комплектности аккумуляторных батарей;

предусмотрено транспортирование аккумуляторов в возвратной многооборотной таре (стоечные поддоны).

Внедрение стандарта позволит повысить качество аккумуляторов и аккумуляторных батарей.

**ГОСТ 6496—81.** Ларингофоны. Методы электроакустических измерений.

Стандарт разработан взамен ГОСТ 6496—74, утвержден постановлением Госстандарта от 7 февраля 1981 г.; срок его действия — с 1 января 1982 г. до 1 января 1987 г.

Цель пересмотра — уточнение требований к измерительной аппаратуре и методов измерений параметров ларингофонов.

В отличие от действующего в новом стандарте:

регламентированы современные методы измерений, базирующиеся на применении современных измерительных приборов общего и специального назначения;

уточнены методы измерений чувствительности ларингофонов, уточнен ряд фиксированных частот при определении частотных характеристик чувствительности и отдачи;

введены для определения разборчивости речи словесные таблицы по ГОСТ 16600—72, уточнен метод определения шумостойкости.

Внедрение стандарта позволит ускорить процесс измерения отдачи и шумостойкости, повысить качество ларингофонов.

**ГОСТ 24593—81.** Устройства ввода графические для электронных вычислительных машин. Общие технические условия.

Стандарт разработан впервые, утвержден постановлением Госстандарта от 12 февраля 1981 г.; срок его действия — с 1 января 1982 г. до 1 января 1987 г.

Цель разработки — установление единых технических требований к графическим устройствам ввода для ЭВМ.

Стандарт распространяется на стационарные устройства полуавтоматического ввода данных, представленных в виде графического изображения (графоповторители), работающие как совместно с ЭВМ общего назначения и управляющими вычислительными комплексами, так и в автономном режиме.

Он устанавливает требования к функциональным характеристикам: устойчивости при воздействии климатических факторов и условиям эксплуатации, программному обеспечению, надежности, конструкции, электропитанию, к допускаемым промышленным помехам, требования безопасности, маркировки, упаковки, транспортирования и хранения, а также правила приемки и методы испытаний, гарантии изготовителя.

Внедрение стандарта позволит снизить трудоемкость разработки устройства ввода для ЭВМ.

Пресс-центр Госстандарта — по материалам ВНИИКИ

О КНИГАХ ЭНЕРГОИЗДАТА<sup>1</sup> НАМЕЧЕННЫХ К ВЫПУСКУ 1982 г.

208. Малкович А. Р. Автоматическое адресование. — 10,5 л.
209. Советов Б. Я., Стах В. М. Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления. — 8 л.
210. Черкасов Ю. М., Ковальков Ю. А. Вопросы автоматизации отраслевого управления качеством. — 8,5 л.
211. Ястребенецкий М. А. Надежность средств управления в АСУ ТП. — 12,5 л.
212. Артамонов В. М., Лебедев Г. П., Хренов П. И. Светолучевые осциллографы. — 5 л.
213. Бондаренко С. И., Шеремет В. И. Применение сверхпроводимости в магнитных измерениях. — 9 л.
214. Драксел Р. Основы электрических измерений: Пер. с нем. — 21,5 л.
215. Котенко Г. И. Гальваномангнитные преобразователи и их применение. — 6 л.
216. Куликов С. В. Синтез и анализ импульсных измерительных преобразователей информационно-измерительных систем. — 26 л.
217. Минц М. Б. Гальванометрические приборы. — 12,5 л.
218. Тульчин Л. Г., Хаскин А. М., Шаповалов В. Д. Оценка качества электроизмерительных приборов. — 18,5 л.
219. Рошкован Г. Л., Самосудов П. А. Высокочастотные осциллографические гальванометры. — 8 л. — (Электроизмерительные приборы).
220. Сергеев В. Г., Шихин А. Я. Магнитоизмерительные приборы и установки. — 9 л. — (Электроизмерительные приборы).
221. Арутюнов М. Г. Феррография. — 16,5 л.
222. Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи. — 9 л.
223. Евстигнеев А. Н., Замыцкий И. А. Электрические время-импульсные плотнометры. — 7 л.
224. Каасик П. Ю., Блинов И. В. Асинхронные индукторные микродвигатели устройств автоматики. — 10,5 л.
225. Желнов Ю. А. Точностные характеристики управляющих вычислительных машин. — 8 л.
226. Измерение вероятностных характеристик случайных процессов с применением стохастических вычислительных устройств/ В. Г. Корчагин, Л. Я. Кравцов, Ю. Б. Садовом, Л. М. Хохлов. — 8 л.
227. Микро-ЭВМ/ Пер. с англ. Под ред. А. Дирксена. — 22 л.
228. Страхов А. Ф. Автоматизированные измерительные комплексы. — 15,5 л.
229. Уланов Г. М., Алиев Р. А., Кривошеев В. П. Методы разработки интегрированных АСУ промышленными предприятиями. — 21 л. (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством).
230. Эпштейн В. Л., Сеничкин В. И. Языковые средства архитектора АСУ. — 2-е изд., испр. и доп. — 11 л. — (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством).
231. Артез А. Э. Радиоизотопная автоматика в кузнечно-штамповочном производстве. — 5 л. — (Б-ка по автоматике).
232. Беликов И. Д., Другов Ю. А. Магнитомодуляционные устройства позиционного контроля. — 8 л. — (Б-ка по автоматике).
233. Гальперин М. В. Введение в схемотехнику. — 9 л. — (Б-ка по автоматике).
234. Горн Л. С., Хазанов Б. И. Позиционно-чувствительные детекторы. — 5 л. — (Б-ка по автоматике).
235. Данс Дж. Б. Операционные усилители: Пер. с англ. — 4 л. — (Б-ка по автоматике).
236. Зайцев Г. Ф., Станков В. К. Компенсация естественных нелинейностей автоматических систем. — 6 л. — (Б-ка по автоматике).
237. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты/ Ю. А. Сабинин, В. Н. Дроздов, Е. А. Танский и др. — 8 л. — (Б-ка по автоматике).
238. Киселев Н. В., Рассудов Л. Н., Шипцов В. В. Переустройства нелинейности в системах автоматического управления. — 7 л. — (Б-ка по автоматике).
239. Кочергин В. В. Следящие системы с гистерезисными муфтами. — 7 л. — (Б-ка по автоматике).
240. Сазонов В. В. Компенсационно-параметрические импульсные стабилизаторы напряжения. — 5 л. — (Б-ка по автоматике).
241. Харазов К. И., Трофимов В. И., Нецветаев Г. Б. Ферриды в устройствах автоматики. — 5 л. — (Б-ка по автоматике).

Перечисленные книги Вы можете приобрести в местных книжных магазинах, распространяющих техническую литературу.

<sup>1</sup> Окончание. Начало см. в № 8, 1981 г.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский И. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарашин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.  
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.09.81  
Тираж 7504 экз. Заказ 1277

Подписано в печать 05.10.81

T-27752

Формат 60 × 90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>. Печать высокая Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 11,72

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР  
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

# СОДЕРЖАНИЕ

Глебов И. А., Данилевич Я. Б., Курилович Л. В., Хуторецкий Г. М. — Единая унифицированная серия турбогенераторов	1
Богданов В. А. — Влияние надежности телеизмерений на эффективность управления режимами энергосистем	5
Гераскин О. Т., Григорьев В. А. — Определение обобщенных параметров больших энергосистем методом диакоптики	10
Косарев Б. И., Косолапов Г. Н. — Расчет электрических характеристик рельсового пути как естественного заземлителя в зонах с вечной мерзлотой	15
Жемеров Г. Г., Коляндра И. Л. — Влияние непосредственных преобразователей частоты на питающую сеть	20
Радин В. И., Быков Ю. М., Василенко В. С. — Электромагнитные случайные процессы в автономных системах электроснабжения	27
Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. — Адаптивный однопараметрический регулятор для унифицированных комплектных устройств электропривода	31
Хайнацкий О. А. — Трансформаторные системы передачи угла с импульсным вращением пульсирующего поля в обмотках датчика и приемника	35
Геллер Р. Л., Нецеевский А. Б., Синаюк С. Л., Элькинд Ю. М. — Оценка значимости начальных дефектов гидрогенераторов	40

## ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Рогозин Г. Г., Лапшина Н. С. — Контроль равномерности воздушного зазора асинхронной машины по значению синхронного индуктивного сопротивления	44
---	----

Балагуров В. А., Лохнин В. В. — Применение постоянных магнитов в бесконтактных генераторах постоянного тока для ограничения пульсаций выходного напряжения	46
--	----

## СООБЩЕНИЯ

Китаев А. В., Шакарян Ю. Г. — О самовозбуждении машин постоянного тока	48
Лупкин В. М. — Новое решение уравнений трехфазного короткого замыкания синхронной машины	50
Огарков Е. М., Русов В. А. — Повышение точности расчета линейных асинхронных двигателей с ферромагнитным рабочим телом	53
Семенко Л. П., Гайтов Б. Х. — Построение характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором	55
Чабан В. И. — Дифференциальные уравнения демпферных обмоток электрических машин	57
Машнев А. Е. — Высшие гармонические э. д. с. в обмотке возбуждения многофазного бесщеточного возбудителя в полнофазном режиме	59
Пинцов А. М. — Схемы замещения двухстержневых трансформаторов с расщепленными обмотками	61
Зекцер Д. М. — Особенности расчетов электромагнитных кодовых реле с магнитной памятью	63
Изотов А. З., Ковалевский И. И. — Расчет электромагнитного вибровозбудителя с тиристорным управлением	64

## БИБЛИОГРАФИЯ

ХРОНИКА	7
---------	---

## CONTENTS

A Single Unified Series of Turbogenerators — I. A. Glebov, J. B. Danilevitch, L. V. Kurilovitch, G. M. Khutoretski	1
How the Reliability of Telemetering Influences the Effectiveness of Control of Power System Operating Conditions — V. A. Bogdanov	5
Determining the Generalized Parameters of Large Power Systems by the Method of Diakoptics — O. T. Geraskin, V. A. Grigoriev	10
Calculating the Electric Characteristics of Rails as a Natural Ground in Permafrost Zones — B. I. Kosarev, G. N. Kosolapov	15
The Influence of Frequency Converters on the Supply Network — G. G. Gemerov, I. L. Kolyandr	20
Electromagnetic Stochastic Processes in Independent Power Supply Systems — V. I. Radin, U. M. Bikov, V. S. Vasilenko	27
An Adaptive Single-Parameter Regulator for Unified Integrated Apparatus in Electric Drives — U. A. Bortsov, I. B. Yunger	31
Transformer Systems for Phase-Angle Transmission Having Impulse Rotation of the Pulsing Field in the Windings of the Transmitter and Receiver — O. A. Khainatski	35
Appraising the Significance of Initial Defects in Hydro-Electric Generators — R. L. Heller, A. B. Netseyevski, S. L. Sinayui, U. M. Elkind	40

## FROM OPERATING EXPERIENCE

Monitoring the Uniformity of the Air Gap in Induction Motors From the Value of the Synchronous Reactance — G. G. Rogozin, N. S. Lapshina	44
--	----

Application of Permanent Magnets in Contactless D. C. Generators for Limiting Pulsations in the Output Voltage — V. A. Balagurov, V. V. Lokhnin	4
---	---

## REPORTS

On Self-Excitation of D. C. Machines — A. V. Kitayev, U. G. Shakarian	4
A New Solution to the Equations for a Three-Phase Fault on a Synchronous Machine — V. M. Lupkin	5
Improving the Accuracy of Calculations for Linear Induction Motors Having a Ferromagnetic Working Body — E. M. Ogarkov, V. A. Rusov	5
Constructing the Characteristics of an Induction Motor With a Solid Rotor — L. P. Semenko, B. H. Gaitov	5
The Differential Equations for Damper Windings in Electric Machines — V. I. Chaban	5
Higher EMF Harmonics in the Excitation Winding of a Multi-Phase Brushless Exciter for All Phases Connected — A. E. Mashnev	5
Equivalent Circuits for Two-Core Transformers Having Split Windings — A. M. Pintsov	6
Features in the Design of Electromagnetic Code Relays With Magnetic Memory — D. M. Zektser	6
Design of the Electromagnet for a Vibro-Exciter With Thyristor Control — A. Z. Izotov, I. I. Kovalevski	6

## BIBLIOGRAPHY

## CHRONICLE



# РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.313.322-81.001.5

Единая унифицированная серия турбогенераторов. Глебов И. А., Данилевич Я. Б., Курилович Л. В., Хуторецкий Г. М. — «Электричество», 1981, № 11.

Описываются достижения отечественного турбогенеростроения, формулируются основные требования к турбогенераторам единой серии, описываются их конструкция, приводятся данные новых типов машин. Библ. 9.

УДК 621.314:621.398.019.34

Влияние надежности телеизмерений на эффективность управления режимами энергосистем. Богданов В. А. — «Электричество», 1981, № 11.

Предложены методы количественной оценки влияния надежности телеизмерений на точность решения задач всех временных уровней диспетчерского управления: автоматизированного управления и планирования, автоматического управления нормальными режимами, автоматического управления переходными и аварийными режимами. Получены соотношения, позволяющие учитывать взаимосвязь точности и надежности телеизмерений при проектировании и эксплуатации систем сбора и передачи телеинформации о параметрах режимов энергосистем. Библ. 6.

УДК 621.314.001.24

Определение обобщенных параметров больших энергосистем методом диакоптики. Гераскин О. Т., Григорьев В. А. — «Электричество», 1981, № 11.

Предложен метод диакоптики для определения матрицы обобщенных параметров энергосистем. В основу метода положен процесс наращивания схемы энергосистемы из подсистем и включения ветвей разделения по одной непосредственно в процессе наращивания. Библ. 7.

УДК 621.316.998.001.24

Расчет электрических характеристик рельсового пути как естественного заземлителя в зонах с вечной мерзлотой. Косарев Б. И., Косолапов Г. И. — «Электричество», 1981, № 11.

Предложена математическая модель для исследования электрического поля в элементах верхнего строения пути, насыпи и земле с учетом сложной геоэлектрической структуры грунта. Разработана методика расчета и анализа стабильности значений переходного сопротивления для участков железных дорог на насыпях в зонах как с обычными, так и вечномерзлыми грунтами. Обоснованы условия использования рельсового пути в качестве естественного заземлителя. Библ. 10.

УДК [621.314.26:621.316.1].001.24

Влияние непосредственных преобразователей частоты на питающую сеть. Жемеров Г. Г., Коляндра И. Л. — «Электричество», 1981, № 11.

Разработана методика, позволяющая оценить влияние преобразователя частоты на питающую сеть. Получены расчетные соотношения, позволяющие в зависимости от выходной частоты, параметров силовой схемы, сигнала управления и нагрузки определить величину колебаний напряжения сети, а с помощью методов гармонического анализа определить ее несинусоидальность. Библ. 5.

УДК 621.311.4:62-9.001.5

Электромагнитные случайные процессы в автономных системах электроснабжения. Радин В. И., Быков Ю. М., Василenco В. С. — «Электричество», 1981, № 11.

Методы теории случайных процессов позволяют учесть специфические случайные возмущения, действующие в автономной машинно-вентильной системе, и получить расчетные формулы, более простые, чем при использовании детерминистических методов.

В системах электроснабжения подвижных объектов переменным током стабильной частоты на основе непосредственного преобразователя частоты при действии случайных возмущений определены процессы на входе и выходе тиристорного преобразователя и спектральные характеристики основных переменных. Библ. 10.

УДК 62-83-52

Адаптивный однопараметрический регулятор для унифицированных комплектов устройств электропривода. Борцов Ю. А., Юнггер И. Б. — «Электричество», 1981, № 11.

Рассмотрены алгоритмы самонастройки коэффициента передачи в классе адаптивных регуляторов с настраиваемой моделью последовательно-параллельной структуры. Показано, что приведенный в работе алгоритм обеспечивает точную подстройку коэффициента передачи регулятора под параметры объекта, а также в условиях быстроизменяющихся внешних возмущений не ухудшает инвариантные свойства системы. Данные свойства экспериментально подтверждены на стенде электропривода станка и в промышленных условиях на приводе намоточного устройства. Показано, что регулятор, реализующий данный алгоритм, отличается несложной технической реализацией. Библ. 4.

УДК 62-523.2-53.4:621.3.088

Трансформаторные системы передачи угла с импульсным вращением пульсирующего поля в обмотках датчика и приемника. Хайндзкий О. А. — «Электричество», 1981, № 11.

Рассмотрен алгоритм повышения точности трансформаторных систем передачи угла (ТСПУ) амплитудного типа, выполненных на основе синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ). Показано, что при формировании в обмотках датчика и приемника  $z$ -шагового вращающего вектора пульсирующего поля с шагом  $2\pi/z$  и с частотой  $\omega_k$  периодические гармоники суммарной угловой погрешности ТСПУ с периодами  $\lambda_k = 2\pi/qz$ , где  $q=1, 2, \dots$ , примут временной характер и могут быть отфильтрованы.

Угловая погрешность АЦПУ амплитудного типа, выполненных на основе СКВТ и цифровых синусно-косинусных (функциональных) делителей напряжений (ЦСКДН), также может быть существенно уменьшена.

Приведены расчетные соотношения, позволяющие выбрать оптимальный шаг поворота вектора пульсирующего поля, и результаты экспериментальных исследований, подтверждающие возможность построения ТСПУ и АЦПУ характеристиками высокой точности. Библ. 7.

УДК 621.313.33.042.4.004.5

Контроль равномерности воздушного зазора асинхронной машины по значению синхронного индуктивного сопротивления. Рогозин Г. Г., Лапшина Н. С. — «Электричество», 1981, № 11.

Получено уравнение регрессии, отражающее зависимость синхронного индуктивного сопротивления в функции интегральной неравномерности воздушного зазора асинхронной машины, и установлена зависимость допустимых значений этого сопротивления от заданного предельного значения эксцентриситета воздушного зазора. Библ. 5.

УДК 621.313.292:538.567.2

Применение магнитов в бесконтактных генераторах постоянного тока для ограничения пульсаций выходного напряжения. Балагуров В. А., Лохин В. В. — «Электричество», 1981, № 11.

Рассматриваются результаты теоретических и экспериментальных исследований пульсаций выпрямленного напряжения в бесколлекторных вентильных генераторах с постоянными магнитами. Применение магнитной системы с пазовым размещением магнитов типа РС0, вынесение якорной обмотки в рабочий зазор и применение в качестве демпфера силшовой медной трубы на индукторе позволяет значительно снизить уровень пульсаций выпрямленного напряжения по сравнению с уровнем пульсаций в генераторах с электромагнитным возбуждением. Библ. 4.

УДК 621.313.2.013.62.001.1

О самовозбуждении машин постоянного тока. Китаев А. В., Шакарян Ю. Г. — «Электричество», 1981, № 11.

Получены математические условия, соответствующие началу процесса самовозбуждения генераторов постоянного тока. Показано, что на развитие процесса самовозбуждения остаточная намагниченность решающим образом не влияет и играет лишь роль первоначального электрического импульса.

Установлена аналогия между механизмом развития процесса самовозбуждения генератора постоянного тока с явлением нарастания тока в цепи триода, работающего в режиме самонасыщения. Показано, что самовозбуждение машины постоянного тока будет иметь место при наличии первоначального импульса и выполнении требований баланса амплитуды и фазы. Библ. 10.

УДК 621.313.32.064.1.001.24

Новое решение для трехфазного симметричного короткого замыкания синхронной машины. Лупкин В. М. — «Электричество», 1981, № 11.

Дано новое решение для трехфазного короткого замыкания синхронной машины посредством приведения исходной системы дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами к системе дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами.

Полученное решение нулевого приближения полностью совпадает с решением, данным А. А. Горевым без учета активных сопротивлений. Метод приведения, обладая универсальностью, позволяет решать также несимметричные переходные процессы синхронной машины. Библ. 4.

УДК 621.313.333.012.001.24

Построение характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором. Семенко Л. П., Гайтов Б. Х. — «Электричество», 1981, № 11.

Получены уравнения, позволяющие рассчитать механическую и скоростную характеристики АДМР, при выводе которых учтена нелинейная зависимость сопротивления ротора от тока в нем.

Дана методика расчета характеристик. Библ. 3.

УДК 621.313.045.7.001.24

Дифференциальные уравнения демпферных обмоток электрических машин. Чабан В. И. — «Электричество», 1981, № 11.

Предлагается способ записи дифференциальных уравнений короткозамкнутых обмоток электрических машин независимо от количества электрических контуров непосредственно в нормальной форме Коши. Предусмотрен учет электрических поверхностных явлений в пазовых участках стержней обмоток. Задача решается на основе сочетания методов теории цепей и теории поля. В качестве примеров приводятся математические модели явнополюсной синхронной и асинхронной машин. Библ. 4.

УДК 621.313.392.001.24

Высшие гармонические э. д. с. в обмотке возбуждения многофазного бесщеточного возбудителя в полнофазном режиме. Машнев А. Е. — «Электричество», 1981, № 11.

Приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований высших гармонических э. д. с., наведенных в обмотке возбуждения многофазного бесщеточного возбудителя с трапецеидальной э. д. с. в фазе, применяемого для возбуждения мощных турбогенераторов. Библ. 8.

УДК 621.314.21.062.8

Схемы замещения двухстержневых трансформаторов с расщепленными обмотками. Пинцов А. М. — «Электричество», 1981, № 11.

Для двухстержневого трансформатора с концентрическими равновысокими обмотками стержней и параллельным соединением наружных обмоток двух стержней рекомендуется простая схема замещения. Эта схема содержит две ветви намагничивающего тока, соответствующие двум стержням или двум половинам магнитопровода, и включенную между ними цепочку из  $(n-1)$  индуктивностей рассеяния соседних обмоток стержней или сквозных индуктивностей рассеяния соседних обмоток. Ветвь каждой обмотки стержня включена через резистор, соответствующий ее сопротивлению постоянному току или ее активному сопротивлению, определяемому из опыта короткого замыкания. Библ. 2.

УДК 621.318.56.001.24

Особенности расчетов электромагнитных кодовых реле с магнитной памятью. Зекцер Д. М. — «Электричество», 1981, № 11.

Рассматриваются физические процессы, происходящие в кодовых реле с магнитной памятью в течение блокировки и деблокировки, приводятся особенности расчета электромагнитного механизма с магнитной памятью, а также результаты лабораторных и промышленных испытаний серийных реле с магнитной памятью, выпускаемых отечественной промышленностью. Библ. 4.