

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

С Новым годом!

1992

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

1

1992 №1-4

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНОЛОГИЯМ, ЦП ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 62-83:621.311.182

Мощные частотнорегулируемые электроприводы механизмов собственных нужд тепловых электростанций

(Обзор по материалам сессии СИГРЭ 1986—1990 гг.)

ВИНИЦКИЙ Ю. Д., канд. техн. наук,
ШАКАРЯН Ю. Г., доктор техн. наук

Структура современной энергетики такова, что все большая доля тепловых электростанций (ТЭС) переводится в режимы регулирования переменной части графиков нагрузки. Переменные режимы работы ТЭС связаны с частыми пусками и остановами энергоблоков, необходимостью периодической разгрузки энергоблоков.

Применявшиеся до недавнего времени традиционные способы регулирования производительности основных механизмов собственных нужд электростанций и прежде всего питательных насосов, вентиляторов и дымососов, заключающиеся в дросселировании подачи воздуха, воды и т. д., в этих условиях оказываются непригодными, ибо они обуславливают повышенный расход электроэнергии (топлива), не решают проблем пуска, способствуют снижению ресурса и надежности работы оборудования. Применение регулируемого электропривода позволяет кардинально решить возникшие проблемы, обеспечить значительное снижение удельных расходов топлива на выработанный киловатт-час электроэнергии.

Придавая большое значение данному фактору, на сессиях СИГРЭ в 1986—1990 гг. по линии исследовательского комитета № 11 проведена достаточно широкая дискуссия по вопросам использования регулируемого электропривода на ТЭС. Справедливо ради, необходимо упомянуть о том, что одним из первых докладов по этому

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1992

направлению был доклад специалистов СССР [2]. Работа в области широкого применения регулируемого электропривода механизмов ТЭС в настоящее время развернута в ряде стран (США, Япония, ФРГ, Австрия, ЧСФР и др.), что подтверждается реферируемыми ниже докладами.

Задачей настоящей статьи является выявление на основе уже достаточно многочисленных публикаций СИГРЭ основных тенденций применения регулируемых электроприводов на ТЭС. Основными вопросами, на которые надлежит отвечать при обосновании целесообразности использования регулируемого электропривода в составе энергоблока ТЭС, являются:

- механизм, который подлежит оснащению регулируемым приводом;
- экономическая целесообразность;
- возможность использования общепромышленного привода, либо необходимость создания специализированного (объектно-ориентированного) привода;
- требования к отчуждаемой площади;

наличие и вид интерфейса для связи с АСУ ТП энергоблока;

капитальные затраты на установку регулируемого привода.

Вид оборудования. Во всех публикациях регулируемый электропривод (РЭП) рекомендуется для следующих механизмов собственных нужд

энергоблоков: дымососы; дутьевые вентиляторы; питательные насосы; конденсатные насосы; вентиляторы рециркуляции газа; вентиляторы первичного воздуха.

Наибольшее распространение получили РЭП питательных насосов и тягодутьевых механизмов.

Экономическая эффективность. Экономическая эффективность использования РЭП зависит от стоимости топлива, срок окупаемости газовых и мазутных энергоблоков составляет примерно 2 года. В зависимости от коэффициента загрузки блока изменяется требуемая мощность привода механизмов собственных нужд. Так, при изменении нагрузки на блоке от 100 до 300 МВт и при дроссельном регулировании требуемая мощность питательного насоса изменяется от 4000 до 10 000 л. с., при использовании РЭП и постоянном давлении — от 2200 до 8000 л. с., а при использовании РЭП и скользящем давлении — от 1000 до 8000 л. с. Очевидно, чем больше времени энергоблок работает с максимальной разгрузкой, тем выше экономия при использовании электропривода.

Для повышения экономичности энергоблока целесообразно насколько возможно снижать минимальную мощность энергоблока. Использование РЭП питательного насоса позволяет обеспечить режим скользящего давления котла и турбины.

Исключение необходимости дросселирования насосов и вентиляторов позволяет увеличить мощность этих механизмов и, следовательно, повысить выходную мощность энергоблока.

Важна также возможность увеличения частоты вращения существующих вентиляторов для повышения их мощности, например, в условиях жаркого лета. Это обстоятельство позволяет более эффективно организовать ремонт энергоблоков, так как возможность увеличения мощности остающихся в работе энергоблоков исключает необходимость введения новых генерирующих мощностей.

Возможность регулирования производительности насоса с использованием гидромуфты в материалах реферируемых докладов не рассматривается, однако опыт фирмы "VOITH" (Австрия) показывает, что гидромуфты могут найти применение только при небольших разгрузках (до 20 %) блока. Использование гидромуфт не снижает требований к пуску двигателей, т. е. требование ограничения прямых пусков сохраняется.

Использование общепромышленного регулируемого электропривода. Как правило, РЭП для механизмов собственных нужд ТЭС достаточно специфичен в части автоматики оперативного управления комплексом «котел — турбина — генератор», поэтому целесообразнее использовать объектно-ориентированные РЭП вместо общепромышленных. За рубежом вообще стремятся к узко специализированным решениям, что, естественно, позволяет упростить схемотехническую реализацию РЭП.

Наличие микропроцессорного управления существенно облегчает решение поставленных вопросов. В понятие «объектно-ориентированный РЭП» в этом случае могла бы входить оптималь-

ная силовая схема РЭП с набором программ управления, необходимых для удовлетворения всех функций РЭП.

Надежность. Наиболее важным вопросом, определяющим целесообразность использования РЭП, является его надежность в условиях работы на ТЭС. В реферируемых докладах не приводятся цифры наработки на отказ зарубежных приводов, однако существенное внимание уделяется вопросам резервирования. Рекомендуется использовать дополнительное количество силовых тиристоров в схеме ТПЧ и диодов в системе бесщеточного возбуждения синхронных двигателей, специальные средства демпфирования коммутационных перенапряжений относительно земли, 100 %-ное резервирование микропроцессорной системы автоматического управления, широкую систему диагностики. К сожалению, в отечественных разработках этим вопросам уделяется меньше внимания, что приводит к невысокой наработке на отказ, не превышающей 6000 ч, что является недопустимо малым для столь ответственных потребителей, какими являются механизмы собственных нужд ТЭС. Это обстоятельство препятствует широкому внедрению регулируемых электроприводов в отечественную электроэнергетику.

Требования к отчуждаемой площади. Серьезнейшим фактором, определяющим объем использования РЭП на ТЭС, являются массогабаритные показатели РЭП. Этот фактор особенно важен, когда речь идет о реконструкции действующих ТЭС и необходимости размещения РЭП в действующих машзалах. Для снижения массогабаритных показателей в синхронных и асинхронных электроприводах, содержащих ТПЧ в статорных цепях двигателей, за рубежом используют РЭП с нестандартным (пониженным) напряжением двигателя; в состав РЭП обязательно вводят входной сухой трансформатор, принимают меры, исключающие необходимость использования фильтрокомпенсирующих устройств. В результате удается реализовать достаточно мощный РЭП, габариты которого позволяют размещать его в том числе и в машзалах реконструируемых ТЭС.

Интерфейс для связи с АСУ ТП энергоблока.

Вопросам связи РЭП с АСУ ТП энергоблока в отечественных разработках уделяется немного внимания. За рубежом существуют два подхода к этим вопросам. Первый заключается в использовании "man — machine — system", включающей персональную ЭВМ для РЭП, выполняющую функции контроля, диагностики, отображения информации, ведения архива и функции связи по нескольким важнейшим параметрам с АСУ ТП энергоблока. Второй подход заключается в формировании интерфейса для связи с АСУ ТП энергоблока и возложения всех функций контроля и диагностики на «верхний» уровень управления энергоблоком [8].

Капитальные затраты на установку регулируемого электропривода. Анализ, приведенный в [9] применительно к угольному энергоблоку мощностью 900 МВт, позволил выявить наиболее эко-

номически выгодную компоновку питательных насосов и тип регулируемого привода. Для блока 900 МВт должны быть использованы три насоса 50 %-ной производительности и частотнорегулируемый быстроходный синхронный электродвигатель мощностью 14 МВт; 6000 об/мин. При этом капитальные затраты составляют 1510 фунтов стерлингов за 1 кВт в ценах 1985 г. Заметим, что ориентировочная стоимость серийного образца аналогичного привода, разрабатываемого в СССР, составит $700 \div 800$ руб за 1 кВт в ценах 1991 г. (сюда входят стоимость насоса, трансформатора, двигателя и тиристорного преобразователя частоты).

В СССР регулируемыми электроприводами в настоящее время оснащаются энергоблоки мощностью 200 и 300 МВт (дутьевые вентиляторы и дымососы, питательные насосы). Для них используются две системы регулируемых электроприводов — каскадный (на основе асинхронного двигателя с фазным ротором и циклопонвертором в роторной цепи) для вентиляторов и дымососов и частотно-регулируемый электропривод на основе высоковольтного инвертора тока и асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (питательные насосы).

Существует ряд точек зрения на тип регулируемого электропривода переменного тока для механизмов собственных нужд ТЭС:

- 1) асинхронный частотнорегулируемый с тиристорным преобразователем частоты во вторичной (роторной) цепи двигателя;
- 2) асинхронный частотнорегулируемый с тиристорным преобразователем частоты в цепи статора двигателя;
- 3) частотнорегулируемый синхронный с бесщеточным возбуждением и тиристорным преобразователем в цепи статора двигателя.

Ниже рассмотрены основные концепции реализации приводов этих трех типов.

Асинхронный частотнорегулируемый РЭП с тиристорным преобразователем частоты в цепи ротора двигателя. В СССР широкое распространение получил каскадный электропривод главным образом для механизмов тягодутьевой группы энергоблоков ТЭС.

Первый тип электропривода (серия ПЧД-2) серийно выпускается НПО ХЭМЗ (разработка ВНИИЭ и НИИ НПО ХЭМЗ) на мощность 375—1600 кВт, синхронную частоту вращения 375; 500; 600; 750; 1000 мин⁻¹ с диапазоном регулирования $\pm 25\%$ и $\pm 40\%$ от синхронной. В состав РЭП входит асинхронный двигатель с трехфазным ротором и тиристорный преобразователь частоты с непосредственной связью, включаемый в роторную цепь двигателя.

В течение последних четырех лет ВНИИЭ, НПО ХЭМЗ совместно с фирмой «Элин» (Австрия) разработали и внедрили на Минской ТЭЦ-4 новый тип регулируемого электропривода на основе бесконтактного двигателя двойного питания и циклопонвертора во вторичной цепи. Результаты этой работы изложены в [6]. Остановимся несколько подробнее на его основных характеристиках.

Бесконтактная машина содержит две трехфазные обмотки на двух статорах и единый ротор, содержащий электрически и механически связанные друг с другом две трехфазные обмотки. Корпус — общий, исполнение двигателя IP54 (двигатель разработан и изготовлен фирмой «Элин»).

Частота вращения электропривода регулируется в соответствии с формулой:

$$n = \frac{60(f_1 \pm f_2)}{p_1 + p_2} = 750 \left(1 \pm \frac{f_2}{50}\right), \quad (1)$$

где f_1 — частота сети; f_2 — частота на выходе циклопонвертора (3); $p_1 + p_2 = U$ — суммарное число пар полюсов бесконтактной машины.

Частота f_2 на выходе циклопонвертора и ее амплитуда регулируются в соответствии со структурой регулирования, построенной по известному принципу подчиненного регулирования параметров (разработчик НПО ХЭМЗ). Для пуска и при самозапуске электропривода используется специальный индуктивный пусковой реостат. Переход в регулируемый режим из нерегулируемого и обратно проходит автоматически.

Основные данные, подтвержденные успешной эксплуатацией электропривода, таковы: мощность — 1300 кВт; диапазон регулирования — 1000—500 мин⁻¹; номинальное значение КПД — 94,1 %; время пуска при двукратном токе и полностью открытом направляющем аппарате — 18 с; годовая экономия электроэнергии — 1,6 млн. кВт · ч. Высокая надежность, обусловленная наличием бесконтактного двигателя, сравнительно низкая стоимость, что обусловлено малой мощностью преобразователя частоты и его малыми габаритами (2 м по фронту; 2,2 м в высоту и 0,8 м в ширину), обеспечивают, по мнению советских и австрийских специалистов, неплохую перспективу применения такого электропривода для сравнительно тихоходных (до 1000 мин⁻¹) механизмов собственных нужд ТЭС (дымососы, дутьевые вентиляторы, малые вентиляторы и др.).

Асинхронные частотнорегулируемые РЭП с тиристорным преобразователем частоты в цепи статора двигателя. Основными схемами асинхронных частотнорегулируемых РЭП с тиристорным преобразователем частоты в цепи статора двигателя являются схемы с ТПЧ с явно выраженным звеном постоянного тока. Для исключения влияния ТПЧ на питающую сеть, как правило, выпрямители подключаются к трехобмоточному входному трансформатору по схеме, обеспечивающей двенадцатипульсный режим работы, что позволяет исключить 5-ю и 7-ю гармоники из сети питания и обеспечить гальваническое отделение РЭП от питающей сети.

Управляемые выпрямители по выходу постоянного тока включены последовательно, чтобы обеспечить требуемое напряжение на входе инвертора. Используется ряд решений по схемам инверторов. Так, использование концепции одномостового инвертора позволяет на 25 % снизить стоимость РЭП. Однако используются и решения

с многомостовыми инверторами. При построении схем инверторов широко применяются и схемы с GTO-тиристорами. В качестве одной из двух базовых схем с одномостовыми инверторами рекомендована схема тиристорного инвертора тока, коммутируемого нагрузкой и общим устройством искусственной коммутации, включенным в звене постоянного тока. Эта схема в отечественной литературе практически не описана, поэтому на ней стоит остановиться подробнее.

Для обеспечения работоспособности схемы и придания ей функций частотнорегулируемого синхронного двигателя параллельно обмотке АД включена батарея конденсаторов, суммарная реактивная мощность которых равна номинальной мощности двигателя.

Схема обеспечивает:

частотный пуск АД путем коммутации тиристоров инвертора выключением выпрямителя (коммутация сетью питания выпрямителя ТПЧ);

работу в области низких частот (до 30 Гц) путем осуществления коммутации с помощью специального устройства в звене постоянного тока;

работу в области средних и номинальной частот за счет коммутации нагрузкой (АД с батареей конденсаторов).

Преимуществами схемы, по мнению ее авторов, являются возможность обеспечения характеристик регулируемого синхронного двигателя, а также хорошая фильтрация выходных тока и напряжения. РЭП по этой схеме реализуется для АД мощностью до 7500 кВт.

Для РЭП питательного насоса мощностью 1700 кВт на электростанции Willow Glen используется шестипульсная схема выпрямителя (инвертора) [3, 4]. Всего по указанной схеме реализовано 135 РЭП мощностью от 400 до 7000 кВт.

В процессе эксплуатации этих приводов была подтверждена необходимость подключения РЭП через входной трансформатор, наличие которого позволило снизить перенапряжения на нейтрали по сравнению с подключением ТПЧ к сети через входной реактор. Вторым важным выводом явилась специфика работы РЭП по такой схеме в составе вентиляторов с большой инерцией. Электрический резонанс формируется в контуре, образованном емкостью конденсатора фильтра и реактансом АД, и происходит при частоте около 30 Гц. Резонансная частота составляла около 150 Гц и возбуждалась 5-й гармоникой выходного тока инвертора. Ток 5-й гармоники приводит к появлению в воздушном зазоре мощной волны, возбуждающей механические крутильные колебания с резонансной частотой. Этот резонанс приводит к появлению дополнительных колебаний на частоте 30 Гц. Для их устранения последовательно в фазы двигателя включаются реакторы, при этом электрический и механический резонансы сдвигаются по частоте.

Другой базовой схемой с одномостовыми инверторами является схема, в которой инвертор выполнен на GTO-тиристорах. В зоне высоких частот вращения регулирование осуществляется методом широтноимпульсной модуляции (ШИМ),

а в зоне низких частот вращения — методом амплитудно-импульсной модуляции (АИМ).

Рассмотрены также схемы с использованием многомостовых инверторов напряжения и выходным суммирующим трансформатором; с использованием двухмостового инвертора тока и трехобмоточного трансформатора, инверторные обмотки которого соединены соответственно в звезду и в треугольник. В этом случае оба выпрямительно-инверторных блока включены независимо и, в принципе, одну из выпрямительно-инверторных групп можно при необходимости отключить. Однако широкого распространения эти схемы не получили.

Сравнение схем РЭП, в основном осуществляется по составу оборудования (наличие входного и выходного трансформаторов, реакторов, фильтров и т. п.). Рекомендуется использование выключателей, шунтирующих ТПЧ и обеспечивающих непосредственную работу АД от сети питания, а также сохранение гидромуфты и поворотных лопастей вентиляторов на случай аварийного выхода из строя РЭП.

Большое внимание уделяется способам охлаждения ТПЧ, поскольку это существенно влияет на габариты РЭП. Предпочтение отдается водяному охлаждению, при котором рекомендуется выпрямители, инверторы, фильтры и шунтирующий выключатель располагать в одну линию и связывать их между собой внутренним токопроводом.

Наиболее существенным отличием зарубежных приводов от отечественных является исполнение двигателей на нестандартное напряжение питания, значение которого определяется возможностями используемых тиристоров.

Анализ, проведенный рабочей группой СИГРЭ, позволил предложить следующую оптимальную шкалу мощностей и напряжений для РЭП [9]:

Номинальная мощность, МВт	5	10	15	20
Оптимальное напряжение питания двигателя при использовании ТПЧ, кВ	2,5	4	6	9

Следует специально отметить, что уже получены результаты испытаний асинхронного РЭП мощностью 2000 кВт, 8000 об/мин с инвертором на GTO-тиристорах и управлением по методу ШИМ.

Всесоюзным НИИэлектроэнергетики и НПО «Электротехника» (Таллинн) разработана серия РЭП типа ЭТВА на мощность 3200–6300 кВт и номинальное напряжение 6,3 кВ, предназначенная для регулирования производительности питательных насосов. При этом используется стандартный электродвигатель, нагруженный примерно на 85 % мощности. Такой подход может быть весьма выгоден при модернизации и реконструкции ТЭС. При этом, конечно, габариты ТПЧ оказываются достаточно большими.

Частотнорегулируемый синхронный электропривод. С ростом мощности энергоблока увеличивается требуемая мощность питательного насоса. Поскольку работа энергоблока в маневренных

режимах должна быть динамичной, за рубежом вместо турбоприводов питательных насосов используют синхронный РЭП. Для повышения КПД насоса применяют быстроходные насосы с быстроходными синхронными двигателями. Отказ от мультиплексора существенно упрощает конструкцию насоса и снижает эксплуатационные затраты. С 1986 г. на ТЭС Матимба (ЮАР) в составе питательных насосов угольного энергоблока мощностью 665 МВт работает синхронный РЭП мощностью 12000 кВт с номинальной частотой вращения 6000 об/мин. Использование РЭП для питательных насосов позволяет изменить подходы к выбору количества насосов на один блок. Критерием выбора являются соображения экономики и обеспечение динамики энергоблока.

Для блока 665 МВт ТЭС Матимба был принят вариант с использованием трех 50 %-ных насосов [1]. Заметим, что в имеющихся отечественных разработках для блоков 320 МВт реализуется та же концепция. При выборе варианта РЭП фирма BBC рассматривала вариант тихоходного двигателя (1500 об/мин) с мультиплексором 1500/6000 об/мин и вариант быстроходного двигателя без мультиплексора. Аргументами в пользу СД с частотой вращения 1500 об/мин и мультиплексором 1500/6000 об/мин являлись возможность использования серийного двигателя 1500 об/мин, а также большие потери в обмотке статора быстроходного двигателя. Контрагументами служили большие площади, необходимые для установки мультиплексора, сложная система масляной смазки, большой уровень пульсаций момента при пуске, а также сложность обеспечения соосности насоса, мультиплексора и двигателя. В результате был сделан окончательный выбор в пользу быстроходного привода.

Наличие трех 50 %-ных питательных насосов позволяет свести к минимуму резервирование в самом тиристорном преобразователе частоты. Так, при выборе количества последовательно соединенных тиристоров в плече преобразователя в данном случае исходят из запаса на выход из строя только одного тиристора в плече. При этом время полного восстановления вышедшего из строя привода должно быть не более восьми часов. Ремонт осуществляется с использованием поставляемых комплектно с приводом запасных частей.

Поскольку используются 50 %-ные насосы, нормировать мощность привода было бы некорректно. Поэтому предлагается специализировать основные режимы насоса. В таблице приведены эти режимы для 50 %-ного насоса энергоблока 665 МВт.

Диапазон изменения частоты вращения при требуемых разгрузках блока составляет $2000 \div 6000$ об/мин. Максимальный КПД насоса должен быть при работе в режиме С. Рассмотрим подробнее некоторые основные характеристики синхронного РЭП с учетом отсутствия широкого отечественного внедрения таких РЭП в СССР.

Питание тиристорного преобразователя частоты (ТПЧ) для мощного синхронного РЭП

Режимы	Наименование режима	Частота вращения, об/мин	Активная мощность, кВт	Продолжительность режима
A	Расчетный режим насоса	6000	11 620	60 с
B	Режим, обеспечивающий максимальную длительную мощность котла	5645	9 610	продолжительный
C	Режим, обеспечивающий номинальную мощность турбины	5486	8 490	продолжительный
X	Режим перегрузки насоса	6000	12 860	20 с

осуществляется от трехфазного трехобмоточного трансформатора, две группы вторичных обмоток которого соединены соответственно по схемам звезды и треугольника. Наиболее предпочтительно использование сухого трансформатора с литыми обмотками, устанавливаемого рядом с силовым шкафом ТПЧ. Однако мощность серийных сухих трансформаторов ограничена и по [1, 7] составляет 12 МВт. Именно такой трансформатор и использует фирма BBC на ТЭС Матимба. В случае использования масляных трансформаторов, их размещают в специальных контейнерах вне здания машзала.

На питательном насосе ТЭС Матимба, как и на ряде центробежных компрессоров для перекачки, используется схема, достоинством которой является наименьшее количество коммутационной аппаратуры и сглаживающих реакторов. К недостаткам относится необходимость выполнения изоляции обмоток двигателя на полное напряжение последовательно соединенных мостов. Фирмы Тойота и ЧКД-Прага для насосов (14 МВт, Тойота) и нагнетателей газа (25 МВт, ЧКД-Прага) используют схему, которая допускает возможность при отказе одного из ТПЧ работать с половиной мощностью с помощью другого ТПЧ. Однако при наличии трех 50 %-ных насосов такое дополнительное резервирование не представляется целесообразным.

Наиболее распространены ТПЧ с водяным охлаждением тиристоров и других тепловыделяющих элементов. При этом размеры ТПЧ получаются достаточно малыми. Так, размеры щита преобразователя мощностью 12 МВт, состоящего из всех силовых шкафов ТПЧ, возбудителя и шкафа управления, составляют $5,2 \times 1,4 \times 2,4$ м. Входной трансформатор ТПЧ рассчитан на напряжение питания 11 кВ. Выходное напряжение вторичных обмоток составляет 2,97 кВ, а напряжение статорных обмоток — 3,1 кВ. Для сравнения приведем основные характеристики привода газового компрессора фирмы General Electric:

выходная мощность	11,4 МВт при частоте вращения 5100 об/мин
входное напряжение	4460 В
напряжение на статорной обмотке двигателя	4275 В
ток в звене постоянного тока	1170 А
количество последовательных тиристоров в плече преобразователя	5

Специфическими особенностями входного трансформатора являются обеспечение минимальной магнитной связи между двумя вторичными обмотками и наличие четвертой обмотки для подключения компенсирующего устройства, причем магнитная связь между ней и вторичными обмотками нагрузки должна быть по возможности максимально большой. Требование минимальной взаимосвязи рабочих обмоток обусловлено необходимостью уменьшить влияние коммутационных процессов в преобразователе друг на друга. Соответственно максимальная взаимосвязь рабочих обмоток с компенсирующей необходима для более эффективного устранения влияния высших гармонических при подключении к компенсирующей обмотке фильтрокомпенсирующих устройств. Эти особенности реализуются конструкцией обмоток трансформатора. Первичная обмотка состоит из двух симметричных частей, соединенных между собой в параллель; на нее навивают компенсирующую обмотку. Последними наматываются рабочие обмотки. Такая конструкция трансформатора реализована в приводе 25 МВт ЧКД-Прага [5].

Для размещения роторной обмотки на массивном роторе профрезерованы радиальные пазы. Каждая катушка возбуждения удерживается сплошными дюралюминиевыми клиньями, расположенными по всей длине каждого паза. Лобовые соединения ротора поддерживаются немагнитными стальными колоколообразными щитами, которые насыжены на тело ротора и поверх торцов пазовых клиньев.

Центробежные усилия в быстроходных двигателях не превышают усилий в роторах самых мощных двухполюсных генераторов, поскольку максимальная окружная скорость ограничивается на том же уровне.

Этот фактор одновременно с ограничением максимальной длины бочки ротора, обусловленным условиями критических частот вращения ограничивает максимальную мощность двухполюсных синхронных двигателей [5].

Влияние высших гармонических статорного тока на потери в роторе достаточно велико. Например, магнитное поле, создаваемое 5-й гармоникой, вращается в противоположном ротору направлении и генерирует 6-ю гармонику тока. Гармонические потери и нагрев поверхности ротора могут быть уменьшены применением демпферной обмотки, а также использованием двух групп статорных обмоток, сдвинутых на 30° . При этом исключаются 6-я и 18-я гармоники тока в роторе и существенно снижаются потери. В нагреве ротора участвует в основном 12-я гармоника тока. Низкоомный путь для нее создается использованием алюминиевых

пазовых клиньев, описанных выше, и медной демпферной обмотки, расположенной между клиньями и катушками возбуждения. С ростом частоты вращения увеличиваются потери в алюминиевых клиньях за счет скин-эффекта.

Демпферная обмотка необходима главным образом при пуске из неподвижного состояния и вращении в зоне низких частот. В зоне высоких частот использование демпферной обмотки менее значимо.

Изоляция статорных и роторных обмоток имеет класс F, однако температура обмоток нормально ограничена на уровне изоляции класса B. Более высокий класс изоляции требуетсся в связи с возможными перегрузками.

Наиболее распространенный тип вентиляции — замкнутый воздушный и замкнутый водяной контуры. Вентиляторы установлены с обеих сторон ротора и продувают воздушный зазор и радиальные вентиляционные каналы в сердечнике статора. Лобовые соединения вентилируются отдельными параллельными потоками воздуха. Воздушный охладитель расположен сверху двигателя. После охлаждения в нем воздух возвращается в вентиляторы для рециркуляции.

Бесщеточный возбудитель представляет собой трехфазный обращенный генератор. Вращающийся трехфазный мостовой диодный выпрямитель содержит в каждом плече по два последовательно соединенных диода на полное напряжение возбудителя, что создает 100 %-ное резервирование и не требует установки диодных предохранителей. Поле ротора возбудителя вращается в сторону, противоположную полю статора СД, поэтому напряжение переменной частоты генерируется в функции частоты вращения ротора.

Система управления и регулирования синхронным РЭП должна обеспечивать эффективную работу механизмов при поддержании с высокой степенью точности заданного значения регулируемого параметра. Современное развитие микропроцессорной техники и высокая надежность микропроцессорных устройств позволяют создавать полностью микропроцессорные системы управления и регулирования. Однако в приводе на ТЭС Матимба применена комбинированная аналого-цифровая система, в которой в аналоговом виде выполнены система импульсно-фазового управления (ограничение углов) и наиболее ответственные защиты.

Общий подход к построению замкнутой САР синхронных РЭП заключается в следующем:

использование подчиненной САР, в которой внешний регулятор скорости воздействует на регулятор тока выпрямителя (сигнал задания скорости формируется регулятором давления питательной воды);

использование системы регулирования инвертора, обеспечивающей поддержание максимально возможного значения коэффициента мощности СД в зависимости от текущих частоты вращения и тока нагрузки;

использование системы регулирования напряжения возбуждения, обеспечивающей поддержа-

ние номинального значения потока возбуждения при высокой частоте вращения и снижение поля возбуждения со снижением частоты вращения, что, в свою очередь, облегчает процесс охлаждения ротора при пониженной частоте вращения.

В цифровой части используется программируемый быстродействующий контроллер (ПБК), обеспечивающий возможность регулирования параметров «он—лайн». При необходимости изменения структуры САР необходимо отключение контроллера.

Использование ПБК позволяет создать высокоэффективную резервируемую самодиагностируемую систему управления и регулирования электропривода.

Поскольку частота вращения СД изменяется от нуля, а диапазон регулирования составляет 30—50 %, возникают проблемы измерения частоты вращения и определения начального углового положения ротора. Как правило, во всех разработках быстроходных синхронных приводов тахогенераторы не используются, а датчики положения ротора используются только в зоне низких частот вращения. Измерение частоты вращения ротора осуществляется по сигналу напряжения на зажимах статора СД. Особое внимание уделяется обеспечению возможности автоматического восстановления работоспособности при кратковременном (до 10 с) исчезновении напряжения питания. Общим требованием ко всем РЭП питательных насосов является ограничение времени пуска значением, не превышающим 10 с.

Выводы. 1. Асинхронный частотнорегулируемый электропривод с тиристорным преобразователем частоты в цепи статора короткозамкнутого двигателя получает широкое применение в электроэнергетике западных стран. Только за период 1985—1990 гг. на электростанциях установлено свыше 200 регулируемых электроприводов мощностью 450—7000 кВт. При этом основным отличием зарубежных разработок является использование для частотнорегулируемого электропривода асинхронных двигателей на нестандартное напряжение, значение которого определяется возможностью максимального использования существующих тиристоров, в том числе полностью управляемых. Так, для мощностей до 5 МВт оптимальное напряжение питания составляет 2,5 кВ, для мощностей до 10 МВт — 4 кВ. В СССР основные разработки таких асинхронных частотнорегулируемых приводов связаны с созданием ТПЧ на напряжение 6 кВ и использованием существующих двигателей на это же напряжение, что определяет сравнительно большие массо-габаритные размеры преобразователя. Такая концепция может быть более выгодной при реконструкции энергоблоков ТЭС и сохранении существующих двигателей, однако в новых разработках целесообразнее использовать двигатели на нестандартное напряжение.

2. Наибольшее распространение получили ТПЧ для регулируемых АД по схеме с явно выраженным звеном постоянного тока. Как правило, на входе ТПЧ включается трехобмоточный трансфор-

матор, выходные обмотки которого соединены в звезду и треугольник, а подключенные к ним управляемые выпрямители соединяются последовательно по цепи постоянного тока. Инвертор тока — один и выполняется на обычных либо GTO-тиристорах. Свыше 135 приводов выполнены по схеме «инвертор — ведомый АД», для чего параллельно обмоткам статора АД подключена батарея конденсаторов, реактивная мощность которой равна номинальной мощности двигателя. Наличие входного трансформатора позволяет уменьшить коэффициент гармонических искажений до 3 %, что исключает влияние регулируемого привода на другие нагрузки.

3. При использовании синхронных РЭП и мощностях свыше 2 МВт рекомендуется применять СД с двумя группами статорных обмоток, сдвинутых на 30°. Общей тенденцией является использование бесщеточных возбудителей на базе обращенного асинхронного генератора. Сверхпереходное сопротивление СД должно быть не более 10 %, а взаимная связь между обмотками двигателя должна быть минимальна. Наиболее распространено водяное охлаждение тиристорных преобразователей частоты большой мощности. В некоторых случаях (например, для привода 25 МВт) используется масляное охлаждение.

4. Микропроцессорное управление РЭП позволяет создать высоконадежные резервируемые системы с хорошо развитой диагностикой, отображением информации о состоянии составных элементов РЭП, прогнозом возможных причин отказов оборудования и рекомендациями по восстановлению работоспособности.

5. Каскадный электропривод, в том числе и новый на основе бесконтактной машины двойного питания, находит преимущественное применение в СССР. Наиболее перспективен для механизмов тягодутьевой группы бесконтактный АД, который в ближайшие годы получит, по-видимому, дальнейшее распространение. Тенденции к разработке подобного типа электроприводов наблюдаются в последние годы и за рубежом (Япония, Канада, Австрия и др.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Schweickardt H. E., Kobi H., Mitchell A. S. 12 MW / 6000 RPM variable speed load commutated inverter drives for Matimba power station. — CIGRE, 1986, N 11—15.
2. Speed control AC motors for thermal power station auxiliaries / E. A. Krutyakov, G. B. Lazarev, L. G. Mamikonyants et al. — CIGRE, 1986, N 11-13.
3. Oliver J. A., Ferraro R. J. Converting motors in power plants to adjustable speed operation with power electronics. — CIGRE, 1986, N 11-14.
4. Oliver J. A., Samotyj M. J. Lessons learned from field tests of large induction motor adjustable speed drives 1984—1989. — CIGRE, 1990, N 11-303.
5. Pavelka J. Special questions of project and operation experiences with large power converter variable speed drives. — CIGRE, 1990, N 11-301.
6. Adjustable electric drive on the basis of contactless double-fed motor for thermal power plant / A. I. Djakov, I. Ja. Dovganjuk, I. A. Labunets et al. — CIGRE, 1990, N 11-305.
7. Lawrence R. G., Finney D., Davidson D. F. The construction, testing and installation of a 6500 r/min 15000-HP adju-

stable-speed electric drive for a centrifugal gas compressor.— IEEE Trans. on Industry Applications, July/August 1988, vol. 24, N 4.

8. Corrias S., Metzher K.-H. Adjustable speed, converter-fed synchronous motor used to drive a 13-MW turbocompressor.— ABB Review 7/90 Electric Drives.

9. Davidson D. F., Hodges J. M. Large converter fed variable speed drives for boiler feed pumps up to 900 MW unit output.— CIGRE, 1990, N 11-302.

10. Utilization static frequency converters for start up of turbogas units / E. Fiorino, E. Mazzoldi M. Reboline, L. Viviano.— CIGRE, 1990, N 11-304.

11. Виницкий Ю. Д., Плоткин Е. Р., Поляков В. С., Шаргородский В. С. Повышение маневренности мощных паротурбинных установок с помощью тиристорных пускоостановочных устройств.— Электрические станции, 1990, № 7.

[03.10.91]

УДК 621.311.4:621.316.1.014.38.001.57

Статистическое моделирование токов короткого замыкания центров питания систем электроснабжения городов

ГЛАЗУНОВ А. А., КАВЧЕНКОВ В. П.,
ПЫХТИНА И. Н.

Для выявления ресурсов оборудования, снижения потерь электроэнергии, определения путей оптимального развития городских распределительных сетей, снижения затрат на их сооружение и обслуживание существенное значение имеет правильная оценка и выбор расчетного тока короткого замыкания (к.з.).

Существующие методики определения расчетных значений токов к.з. систем электроснабжения (СЭС) ориентированы на получение максимально возможных значений, зависящих от структуры и режима сети и характеристик отдельных элементов от источника до потребителя. Такой подход реализуется с помощью общеизвестных допущений и детерминированным заданием параметров цепи к.з.

В настоящее время в научных исследованиях, посвященных анализу и оценке электромагнитных переходных процессов в электрических системах, значительное внимание уделяется учету вероятностных характеристик короткого замыкания, таких, например, как прохождение кривой напряжения источника питания через нуль, возникновение переходного сопротивления в месте к.з., изменение места возникновения к.з. и др. [1—5]. Однако влияние этих факторов на величину тока к.з. в сетях различного уровня напряжения не одинаково. Так, в сетях напряжением 110 кВ и выше значения токов однофазных к.з. могут превышать токи трехфазных к.з., поэтому важен учет фазы включения. В сетях, 6—35 кВ, расчетным является ток трехфазного к.з., влияние на который фазы включения незначительно, так как угол включения имеет распределение в пределах $\pm 30^\circ$ [2].

Предварительный анализ учета переходного сопротивления дуги при расчетах токов к.з. в элект-

рических сетях 6—20 кВ приводит к следующим заключениям. Проверка динамической стойкости шин распределительных устройств и термической стойкости одиночных кабелей 6—20 кВ производится по расчетным значениям токов к.з., отнесенными к одной и той же точке схемы электроснабжения. Вместе с тем переходное сопротивление дуги при к.з. на шинах распределительного устройства может быть весьма существенным и снижающим расчетное значение периодической составляющей тока в среднем на 8 % [2], а переходное сопротивление дуги при к.з. в кабеле незначительно. Поэтому учет данного переходного сопротивления в расчетах токов к.з. нецелесообразен.

Как показывает анализ исследуемой СЭС, на вероятностные характеристики токов к.з. центров питания (ЦП) существенное влияние оказывают изменения ее активных и пассивных параметров. Активные параметры — напряжение системы и э.д.с. электростанций — изменяются вследствие случайных вариаций активной и реактивной мощности, плановых и аварийных отключений электрооборудования, линий и т. д. Пассивные параметры СЭС — сопротивления системы, линий и трансформаторов — также подвержены изменениям, связанным с режимом работы системы, количеством включенных генераторов, трансформаторов и их рабочих ответвлений, воздушных линий, потерями напряжения в сети и т. д.

Комплексное рассмотрение обсуждаемой проблемы приводит к выводу о том, что теоретическое описание вероятностных характеристик токов к.з. чрезвычайно сложно. Практическое применение методов с использованием статистических

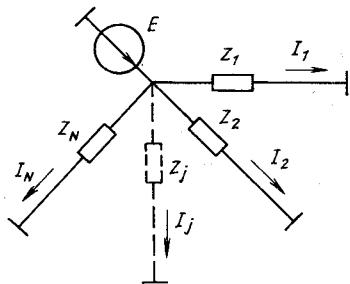


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения электрической системы

характеристик токов к. з. затруднено, так как к. з. в СЭС является редким событием.

Таким образом, имеет место статистическая неопределенность, раскрыть которую известными методами в силу отмеченных выше причин не удается. В этой связи предлагается новая методика оценки случайных величин токов к. з. на ЦП СЭС городов с использованием положений статистического моделирования [6].

Рассмотрим в качестве примера простейшую электрическую систему (рис. 1) с одним эквивалентным источником питания, э.д.с. которого E изменяется случайным образом, и N параллельными ветвями, сопротивление которых Z_i также подвержено случайным вариациям по одному и тому же закону. Можно ли определить закон распределения случайной величины тока в каждой цепи и ее числовые характеристики, если в каждой цепи удалось измерить только одно значение?

Очевидно, что в силу принятых допущений ток в каждой цепи будет распределен по одному и тому же закону, отличающемуся только масштабом. Чтобы объединить имеющуюся информацию, ее необходимо сделать статистически однородной. Обычно эта операция осуществляется нормированием выборочных значений случайной величины, т. е. приведением их к относительной форме:

$$I_j^* = (I_j - m_{ij}) / \sigma_{ij}, \quad (1)$$

где I_j — выборочное относительное значение тока в j -й цепи; m_{ij} , σ_{ij} — математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение тока в j -й цепи.

При допущении о линейном подобии случайных величин справедливо условие [6]

$$m_{ij} / \sigma_{ij} = \pi_j = \pi = \text{idem}, \quad (2)$$

что позволяет представить информацию о совокупности выборочных значений случайных величин в виде

$$I_j^* = (I_j / m_{ij} - 1) \pi. \quad (3)$$

Но, так как $\pi = \text{idem}$, то закон распределения относительной случайной величины

$$I_j^* = (I_j / m_{ij} - 1)$$

отличается от (3) только масштабом, а

$$I_j'' = I_j / m_{ij} — сдвигом координаты. \quad (4)$$

Таким образом, при известном среднем значении тока в каждой цепи (которое может быть найдено из отношения средних э.д.с. и сопротивления цепей) и линейном подобии (2) объединенная по условию (4) выборка относительных значений тока позволяет определить (при большом числе цепей N) вид закона распределения случайной величины тока и его числовые характеристики. Эти результаты на основе подобия с учетом условий (4) и (2) распространяются на все рассматриваемые электрические цепи.

Используя рассмотренный выше подход к раскрытию статистической неопределенности на основе подобия исследуемых объектов и явлений, построим методику оценки вероятностных характеристик токов к. з. на ЦП СЭС города (таблица, № 3). В таблице представлена статистика трехфазных к. з. на стороне 6 кВ 14 подстанций, которые по схемным и конструктивным признакам разделены на две группы. В первой группе, объединяющей 7 подстанций с трансформаторами номинальной мощностью от 10 до 40,5 МВ·А, зафиксировано 39 к. з., во второй группе из 7 подстанций с трансформаторами номинальной мощностью от 4,0 до 7,5 МВ·А, зафиксировано 29 случаев к. з. Значения токов к. з., представленные в таблице, рассчитаны по фактам к. з. с учетом суточных графиков изменения э.д.с. электрических станций, суточных графиков изменения реактивностей трансформаторов и сезонных графиков изменения сопротивления системы. Расчеты производились на ЭВМ с использованием программ расчета токов к. з. в сложных электрических сетях, разработанной в институте электродинамики АН УССР. Оценки средних значений токов к. з. получены по средним значениям э.д.с. и сопротивлений цепей к. з.

№ п/п	Коли- чество, к. з.	Мощность трансфор- маторов, МВ·А	Токи к. з. I_k , кА	
			1	2
1	10		6,9; 6,9; 8,2; 8,2; 11,14; 11,14; 11,14; 11,56; 12,27; 12,34	
2	6		7,48; 7,48; 8,74; 8,74; 9,06; 9,06	
3	7	10—40,5	10,25; 10,25; 10,25; 10,25; 12,56; 12,56; 12,56	
4	2		10,57; 10,57	
5	7		11,32; 11,32; 11,37; 11,37; 11,37; 11,88; 11,88	
6	5		18,65; 18,65; 20,4; 20,4; 20,4	
7	2		11,45; 11,63	
8	10		1,26; 1,3; 1,3; 1,3; 1,3; 1,35; -1,35; 1,35; 1,59; 1,59	
9	6		3,19; 3,19; 3,4; 3,4; 4,42; 4,42	
10	2		2,43; 2,43	
11		4—7,5	2,56; 2,56	
12	2		4,0; 4,0	
13	4		4,29; 4,4; 4,4; 4,4	
14	3		5,44; 5,44; 6,11	

По объединенным выборкам относительных значений токов к. з. при средних базисных значениях для первой группы ЦП с трансформаторами 10—40,5 МВ·А на рис. 2 построена статистическая функция распределения, которая хорошо

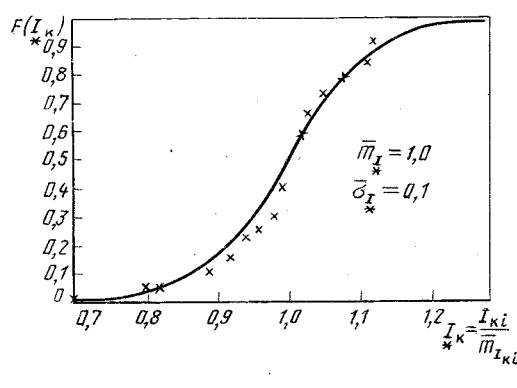


Рис. 2. Нормальный закон распределения относительного значения тока к. з. при средних базисных значениях

шо сглаживается нормальным законом с математическим ожиданием $m_{I_k} = 1$ и среднеквадратическим отклонением $s_{I_k} = 0,1$.

Ввиду относительно малого объема статистического материала для анализа функции распределения использован критерий А. Н. Колмогорова, согласно которому расхождение теоретического и статистического распределений обусловлено случайными причинами с вероятностью не ниже 0,84. Это позволяет с достаточной степенью уверенности принять гипотезу о нормальном распределении токов к. з.

Полученные таким образом результаты на основе стохастического подобия рассматриваемых объектов распространяются на все ЦП первой группы, где при нормальном распределении тока к. з. и известном его среднем значении среднеквадратичное отклонение определяется умножением своего относительного значения на соответствующее значение математического ожидания тока к. з. Но в условиях неопределенности оценка математического ожидания тока к. з. также представляет известные трудности. Поэтому воспользуемся более устойчивой относительной величиной — отношением выборочного значения тока к. з. к номинальному току ЦП, определяемому номинальной мощностью и номинальным напряжением трансформаторов. На рис. 3 представлены статистические и сглаживающие функции нормального распределения относительных токов к. з. ЦП при номинальных базисных значениях. Описание распределений тока к. з. на ЦП нормальным законом при использовании обеих систем относительных единиц подчеркивает существование известной закономерности случайных явлений при большом числе влияющих факторов. Распределения (рис. 3) носят общий характер, описывая поведение исследуемых объектов в группе подобных. Для выявления индивидуальных особенностей каждого из объектов необходимо найти масштаб преобразования обобщенной информации. Для этого построим линейные стохастические модели токов для каждой группы ЦП (рис. 4), устанавливающие взаимосвязь выборочных значений относительного тока к. з. на каждом ЦП с параметром π , пропорциональным расчетному току к. з., отнесенном к

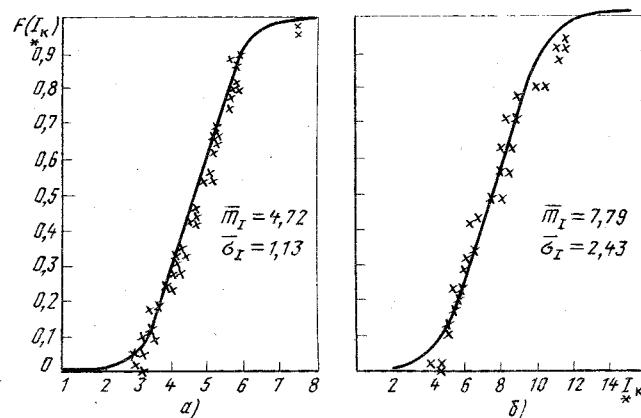


Рис. 3. Статистические и сглаживающие функции нормального распределения относительного тока к. з. при номинальных базисных токах трансформаторов ЦП: а — мощность трансформаторов 10—40,5 МВ·А; б — 4—7,5 МВ·А

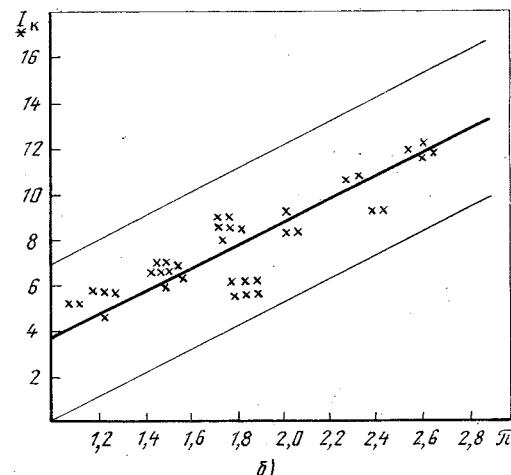
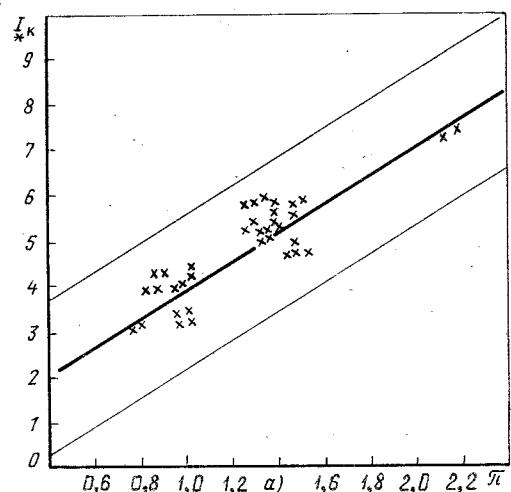


Рис. 4. Линейные стохастические модели относительных токов к. з. в зависимости от расчетного параметра: а — мощность трансформаторов 10—40,5 МВ·А; б — 4—7,5 МВ·А

номинальному току трансформаторов:

$$\pi = \frac{1}{Z_{kj} I_{kj}}.$$

Тогда уравнения для оценки условных средних значений относительного тока по всей совокуп-

ности выборочных значений примут вид соответственно для первой и второй моделей:

$$I_{k(h)I} = 0,95 + 3,04\pi, \quad (5)$$

$$I_{k(h)II} = -0,58 + 4,5\pi. \quad (6)$$

Коэффициент тесноты стохастической связь в обеих моделях (5) и (6) равен 0,9. Вследствие подобия распределение тока к. з. на каждом из рассматриваемых ЦП нормальное с математическим ожиданием, оцениваемым по (5) или (6) и умноженным на соответствующее значение номинального тока трансформаторов ЦП.

При этом среднеквадратичное отклонение тока к. з. на каждом ЦП оценивается из принятого ранее допущения (2) о линейном подобии вероятностных характеристик, т. е. неизменности коэффициента вариации. Для ЦП первой группы (трансформаторы 10—40,5 МВ·А) значение коэффициента вариации (рис. 2) равно 0,1, для второй группы ЦП (трансформаторы 4—7,5 МВ·А) его оценка составляет 0,14.

Для проверки адекватности полученных стохастических моделей опытным данным на подстанции мощностью 4 МВ·А и напряжением 10 кВ были осуществлены два искусственных к. з. и зафиксированы их характеристики. В качестве закоротки использовались медные шины, к которым жестко присоединялись провода фаз A, B, C. Они устанавливались на опоре отходящей воздушной линии на расстоянии 400 м от ЦП. Результаты эксперимента фиксировались с помощью светолу-чевого осциллографа. Погрешность измерений с учетом точности всех использованных приборов не превышала $\pm 3,5\%$. Данные измерений, а также расчетные значения тока к. з. по стохастической модели (6) и традиционной методике представлены ниже:

Расчетный ток к. з. по традиционной методике, кА	1,77
Расчетный средний по стохастической модели (6) ток к. з., кА	1,50
Измеренный ток к. з. (первый опыт), кА	1,40
То же (второй опыт), кА	1,49

Анализ этих результатов показывает хорошее совпадение экспериментальных данных с оценкой тока к. з. по стохастической модели (6) (рис. 4, б), а также позволяет оценить детерминированную расчетную величину по традиционной методике с вероятностных позиций. Так как в данном случае вероятностная модель тока к. з. описывается нормальным законом с математическим ожиданием

1,5 кА и среднеквадратичным отклонением 0,21 кА, то вероятность превышения током к. з. расчетного значения 1,77 кА составляет 0,1, т. е. традиционная детерминированная методика оценки тока к. з. основана на достаточно осторожной стратегии.

Выводы. 1. На основе подобия вероятностных характеристик токов к. з. на ЦП СЭС городов разработана методика стохастического моделирования токов к. з., позволяющая обобщать ограниченные статистические данные с использованием различных систем относительных единиц (при средних базисных значениях токов к. з. или номинальных базисных токах трансформаторов ЦП) и получать оценки законов распределения случайной величины тока к. з. и его числовые характеристики. Адекватность построенных моделей реальным объектам подтверждена данными эксплуатации и натурными экспериментами.

2. Разработанная методика оценки вероятностных характеристик токов к. з. на ЦП позволяет с заданной достоверностью определять диапазоны изменения тока к. з., оценивать вероятность превышения током к. з. заданного значения, прогнозировать его изменение при развитии сети, что дает возможность в новых аспектах ставить и решать различные технические и технико-экономические задачи, где ток к. з. носит существенный или определяющий характер.

3. Использование методов теории подобия и моделирования для раскрытия статистической неопределенности целесообразно не только при оценке вероятностных характеристик токов к. з. на ЦП СЭС городов, но и заводских трансформаторных подстанций, в сетях других уровней напряжения, а также при исследовании других случайных параметров электрических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сыромятников И. А. К вопросу о целесообразных значениях токов коротких замыканий в распределительных сетях. — Электричество, 1966, № 1.
- Шевченко Ж. И., Власова Т. А., Глазунов А. А. Вероятностные характеристики токов к. з. в городских электрических сетях 6—10 кВ. — Электрические станции, 1972, № 11.
- Хайн М., Глазунов А. А. О вероятностных и статистических характеристиках токов к. з. в системах электроснабжения. — Электричество, 1980, № 1.
- Манусов В. З., Моисеев С. М., Озерных И. Л. Моделирование режимов систем электроснабжения в условиях неполной информации. — Новосибирск: НЭТИ, 1985.
- Зятин В. М., Поляков В. И. Расчеты токов короткого замыкания с учетом сопротивления дуги в месте замыкания в сетях до 1000 В. — Электрические станции, 1988, № 12.
- Гордиевский И. Г., Кавченков В. П. Основы моделирования систем электроснабжения. — М.: МЭИ, 1983.

[16.11.90]

Применение трехфазных аналого-физических моделей для решения электроэнергетических задач

РОЩИН Г. В., СЫСОЕВА Л. В., ФОКИН В. К.,
ФИЛАТОВ В. И.

Аналоговые и аналого-физические модели являются весьма эффективным инструментом исследователя при решении поисковых задач, связанных с применением в электроэнергетических системах (ЭЭС) новых типов электрических машин и аппаратов, управляемых компенсирующих устройств (КУ) и другого оборудования. Представляется, что наибольшие возможности в этом отношении предоставляют трехфазные аналого-физические модели (ТАФМ) ЭЭС, позволяющие решать обширный круг задач, включая исследования неполнофазных и несимметричных режимов работы.

Эти установки широко используются за рубежом [1], а в последнее время созданы и эксплуатируются в ВЭИ (Истринский филиал), МЭИ и ВНИИЭ. В частности, на ТАФМ ЭЭС ВЭИ были проведены исследования по сопоставлению эффективности применения различных типов КУ для повышения устойчивости дальней электропередачи [2].

В состав ТАФМ ЭЭС могут входить аналого-физические модели генераторных станций, физические модели линий, трансформаторов, шунтирующих реакторов и управляемых компенсирующих устройств различных типов.

Одним из важнейших элементов ТАФМ является модель электрической машины, и от подобия этой модели натуре во многом зависит корректность результатов исследований на моделирующей установке в целом. Целью настоящей статьи является оценка адекватности модели электрической машины из состава ТАФМ (ВЭИ, Истринский филиал) в части воспроизведения установившихся и переходных режимов на примере простой схемы ЭЭС.

Принцип работы рассматриваемой модели заключается в решении уравнений электрической машины в системе координатных осей d, q , жестко связанных с ротором; преобразование пере-

менных из координатных осей d, q в фазные координаты A, B, C и обратно для связи модели в d, q -координатах с физической моделью сети на переменном токе ($f_{\text{ном}} = 50$ Гц); усиление сигналов на выходе устройства преобразования координат для согласования по мощности выходных параметров модели электрической машины с моделью сети; моделирования систем автоматического регулирования возбуждения и скорости.

Структурная схема модели электрической машины показана на рис. 1. В схему модели входят блок контуров ротора и статора и уравнения движения (КРС и УД), блок преобразования координат (ПК), блок автоматических регуляторов возбуждения и скорости (АРВ/АРС), блок выходных усилителей мощности (УМ).

Блок КРС и УД является основным решающим элементом модели, в котором отрабатываются уравнения электрической машины, включая уравнения электромагнитных процессов в контурах ротора и статора и уравнение механического движения ротора. В основу построения блока КРС и УД положены дифференциальные и алгебраические уравнения машины, записанные во взаимной системе относительных единиц статора и ротора при условиях и допущениях, принятых в [3].

Для моделирования ненасыщенной явнополюсной синхронной машины с продольной и поперечной обмотками возбуждения и двумя парами демпферных контуров на роторе приняты следующие уравнения:

для цепей статора

$$\begin{aligned} u_d &= -\bar{p}\psi_d - \psi_q(1+s) - ri_d; \\ u_q &= -p\psi_q + \psi_d(1+s) - ri_q; \end{aligned} \quad (1)$$

для обмотки возбуждения и двух демпферных контуров в продольной оси

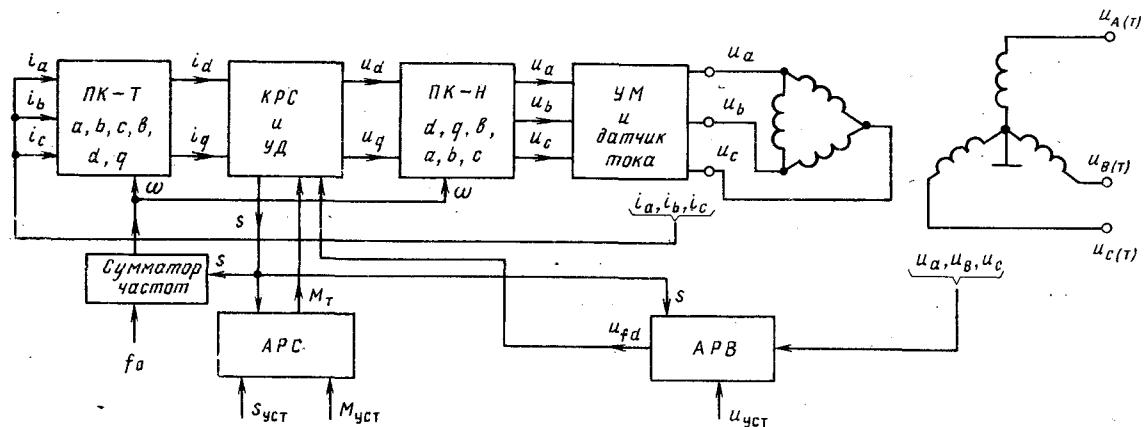


Рис. 1. Структурная схема аналоговой модели генераторной станции

$$\left. \begin{array}{l} u_{fd} \frac{r_{fd}}{x_{ad}} = \bar{p} \psi_{fd} + r_{fd} i_{fd}; \\ 0 = \bar{p} \psi_{1d} + r_{1d} i_{1d}; \\ 0 = \bar{p} \psi_{2d} + r_{2d} i_{2d}; \end{array} \right\} \quad (2)$$

для обмотки возбуждения и двух демпферных контуров в поперечной оси

$$\left. \begin{array}{l} u_{f q} \frac{r_{f q}}{x_{a q}} = \bar{p} \psi_{f q} + r_{f q} i_{f q}; \\ 0 = \bar{p} \psi_{1 q} + r_{1 q} i_{1 q}; \\ 0 = \bar{p} \psi_{2 q} + r_{2 q} i_{2 q}; \end{array} \right\} \quad (3)$$

для механического движения ротора

$$\left. \begin{array}{l} \tau_f \omega_c \bar{p} s = M_f - M_{\text{зл}}; \\ M_{\text{зл}} = \psi_d i_q - \psi_q i_d; \\ s = p \delta; \end{array} \right\} \quad (4)$$

для связи потокосцеплений и токов в продольной оси

$$\left. \begin{array}{l} \psi_d = x_d i_d + x_{ad} (i_{fd} + i_{1d} + i_{2d}) = x_{\sigma} i_d + \psi_{\delta d}; \\ \psi_{fd} = x_{fd} i_{fd} + x_{ad} (i_d + i_{1d} + i_{2d}) = x_{\sigma fd} i_{fd} + \psi_{\delta d}; \\ \psi_{1d} = x_{1d} i_{1d} + x_{ad} (i_d + i_{fd} + i_{2d}) = x_{\sigma 1d} i_{1d} + \psi_{\delta d}; \\ \psi_{2d} = x_{2d} i_{2d} + x_{ad} (i_d + i_{fd} + i_{1d}) = x_{\sigma 2d} i_{2d} + \psi_{\delta d}; \end{array} \right\} \quad (5)$$

для связи потокосцеплений и токов в поперечной оси

$$\left. \begin{array}{l} \psi_q = x_q i_q + x_{aq} (i_{f q} + i_{1 q} + i_{2 q}) = x_{\sigma} i_q + \psi_{\delta q}; \\ \psi_{f q} = x_{f q} i_{f q} + x_{aq} (i_q + i_{1 q} + i_{2 q}) = x_{\sigma f q} i_{f q} + \psi_{\delta q}; \\ \psi_{1 q} = x_{1 q} i_{1 q} + x_{aq} (i_q + i_{f q} + i_{2 q}) = x_{\sigma 1 q} i_{1 q} + \psi_{\delta q}; \\ \psi_{2 q} = x_{2 q} i_{2 q} + x_{aq} (i_q + i_{f q} + i_{1 q}) = x_{\sigma 2 q} i_{2 q} + \psi_{\delta q}. \end{array} \right\} \quad (6)$$

В уравнениях (1) — (6) принято: $\bar{p} = p / \omega_c = \frac{d}{dt} \frac{1}{\omega_c}$ — оператор дифференцирования по синхронному времени; $\omega_c = 2\pi f_c = 314 \text{ с}^{-1}$ — синхронная угловая частота вращения ротора (при $f_c = 50 \text{ Гц}$); $s = (\omega - \omega_c) / \omega_c$ — скольжение ротора электрической машины относительно синхронной оси, вращающейся с постоянной угловой скоростью. Скольжение считается положительным при скорости вращения ротора выше синхронной; δ — электрический угол, образуемый поперечной осью ротора с синхронной осью (рад); $\tau_f = J \frac{\omega^2}{S_0}$ — постоянная механической инерции ротора, с.

Расшифровка остальных обозначений приведена в приложении 1. В принятой системе относительных единиц $x = L$ при $\omega = \omega_c$.

Для моделирования ненасыщенной асинхронной машины справедливы эти же уравнения, где $u_{fd} = 0$ и $u_{f q} = 0$. При этом ротор асинхронной машины может быть представлен тремя замкнутыми контурами в каждой оси.

Аппаратно уравнения (1) — (6) решаются с использованием интегральных операционных усилителей, а также с помощью схем замещения на пассивных элементах.

Блок *ПК* предназначен для стыковки аналого-вой модели электрической машины, уравнения которой решаются в осях d, q на «постоянном» токе, с физической моделью сети переменного

тока. Переход от координатных осей d, q к фазным координатам A, B, C производится в соответствии с известными соотношениями

$$\left. \begin{array}{l} u_a = u_d \cos \gamma + u_q \sin \gamma; \\ u_b = u_d \cos (\gamma - 120^\circ) + u_q \sin (\gamma - 120^\circ); \\ u_c = u_d \cos (\gamma + 120^\circ) + u_q \sin (\gamma + 120^\circ); \end{array} \right\} \quad (7)$$

$$i_d = \frac{2}{3} [i_a \cos \gamma + i_b \cos (\gamma - 120^\circ) + i_c \cos (\gamma + 120^\circ)]; \quad (8)$$

$$i_q = \frac{2}{3} [i_a \sin \gamma + i_b \sin (\gamma - 120^\circ) + i_c \sin (\gamma + 120^\circ)], \quad (8)$$

где u_a, u_b, u_c — фазные напряжения статора; u_d, u_q — составляющие вектора напряжения статора по осям d и q ; i_d, i_q, i_c — фазные составляющие тока статора; i_d, i_q — составляющие вектора тока статора на оси d и q ; $\gamma = \omega t$ — аргумент преобразования, в котором угловая частота представлена в виде суммы $\omega = 2\pi(f_0 + ks)$ (здесь f_0 — начальное значение частоты преобразования, s — сигнал постоянного тока, пропорциональный скольжению, k — коэффициент пропорциональности, зависящий от масштаба скольжения и имеющий размерность [Гц/отн. ед.])

Для решения уравнений (7) и (8) используется принцип импульсной модуляции — демодуляции [4]. Более подробно вопросы аппаратной реализации блоков *КРС* и *УД* и *ПК* изложены в [5].

В блоке *APB* и *APC* вырабатываются в соответствии с принятыми законами регулирования сигналы задания напряжения возбуждения и момента турбины, подаваемые на соответствующие входы блока *КРС* и *УД*.

При моделировании электрической машины насыщение учитывается по главному пути магнитного потока, что аппаратно реализуется в блоке *ПК-Н* воздействием на модуль «обобщенного» вектора напряжения

$$u = \sqrt{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2} = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}$$

в соответствии с характеристикой холостого хода моделируемой машины.

Для оценки достоверности модели в части воспроизведения установленных и переходных режимов электрической машины использовалось прямое сопоставление результатов натурного и модельного экспериментов.

В качестве оригиналов были взяты турбогенератор ТВВ-500-2, для которого имелись данные натурных испытаний (проведенных предприятием Сибтехэнерго) по наиболее характерным режимам синхронной машины (начального возбуждения, гашения поля, короткого замыкания, синхронных качаний и др.), и модельный гидрогенератор типа МГ-210-8 мощностью 1880 кВт, для которого была проведена серия опытов емкостного самовозбуждения. Основные параметры синхронных машин приведены в таблице приложения 2.

Предварительно была проверена правильность моделирования основных параметров синхронных

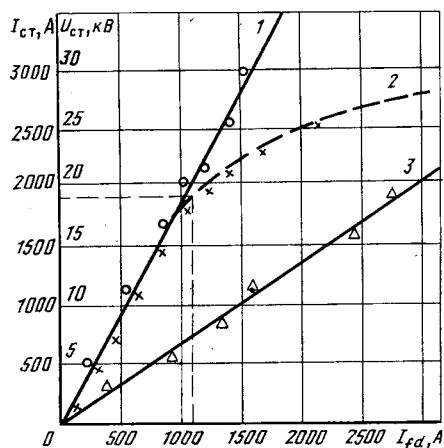


Рис. 2. Характеристики холостого хода (1, 2) и короткого замыкания (3) натурного (ТВВ-500-2) и модельного турбогенераторов: * — натурный генератор; ○ — модель

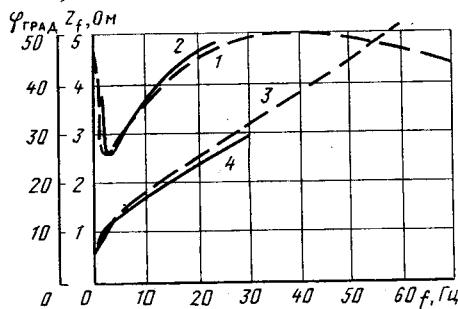


Рис. 3. Амплитудные (1, 2) и фазовые (3, 4) частотные характеристики натурного и модельного турбогенераторов: — натурный генератор; — модель

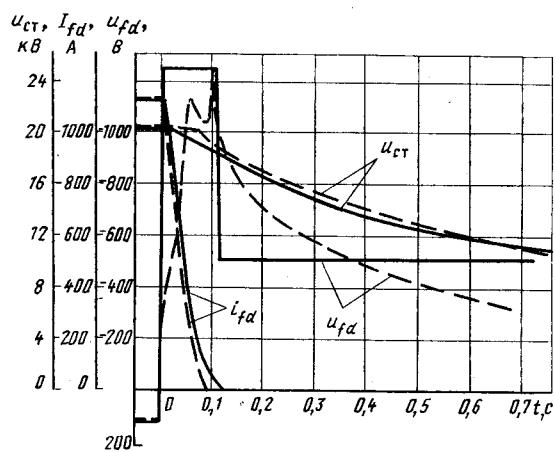


Рис. 4. Кривые токов и напряжений в опыте гашения поля: — натурный генератор; — модель

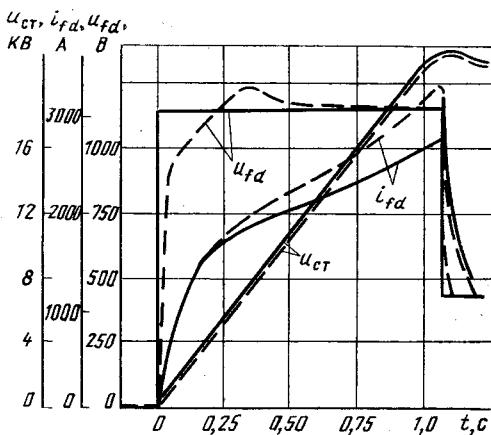


Рис. 5. Кривые токов и напряжений в опыте начального возбуждения: — натурный генератор; — модель

машин: синхронного, переходного и сверхпереходного индуктивных сопротивлений по продольной оси (x_d , x'_d , x''_d), а также постоянных времени τ_{d0} , τ'_d , τ''_d . Погрешность воспроизведения указанных параметров, определенных в режимах сброса номинальной нагрузки и гашения поля включением накоротко обмотки возбуждения, составила не более 2—3 % по сравнению с паспортными данными.

На рис. 2 представлены характеристики холостого хода и короткого замыкания, снятые на натурном турбогенераторе ТВВ-500-2 и на модели. Погрешность воспроизведения указанных статических характеристик на модели не превышает 5 %.

На рис. 3 представлены амплитудные и фазовые частотные характеристики роторной цепи, снятые на этом же натурном генераторе и на модели. Погрешность воспроизведения по амплитуде и по фазе не выше 7 %.

Опыт гашения поля. На рис. 4 показаны характеристики процессов гашения поля, полученные на турбогенераторе ТВВ-500-2 и на модели при включении обмотки возбуждения на гасительное активное сопротивление. Сопоставление кривых тока возбуждения i_{fd} и напряжения статора u_{ct} показывает близкое соответствие модели и оригинала.

Опыт начального возбуждения. Данный опыт осуществляется путем включения основного возбужде-

дителя с введенным АРВ. На рис. 5 показаны кривые напряжения возбуждения u_{fd} , тока возбуждения i_{fd} и напряжения статора u_{ct} , полученные в опытах начального возбуждения на натурном генераторе и на модели. За счет высокого коэффициента усиления АРВ по отклонению напряжения ($K_{\Delta u}=50$ ед. возб./ед. напр. регулятор действует на форсировку возбудителя вплоть до достижения напряжением статора значения, соответствующего уставке АРВ. Приведенные кривые напряжения статора и тока возбуждения иллюстрируют хорошее (в пределах 10 %) соответствие модели и оригинала.

Опыт синхронных качаний. Опыты синхронных качаний выполнялись путем подачи гармонических возмущений на вход системы возбуждения нагруженного генератора и снятия частотных характеристик по отклонению активной мощности генератора при его работе на мощную сеть (рис. 6, а). Снятые характеристики приведены на рис. 6, б. Из сопоставления полученных характеристик видно очень близкое соответствие резонансных частот ($\sim 1,1$ Гц) и хорошее совпадение амплитуд резонансных пиков (в пределах 10 %) для одинаковых режимов натурного генератора и модели.

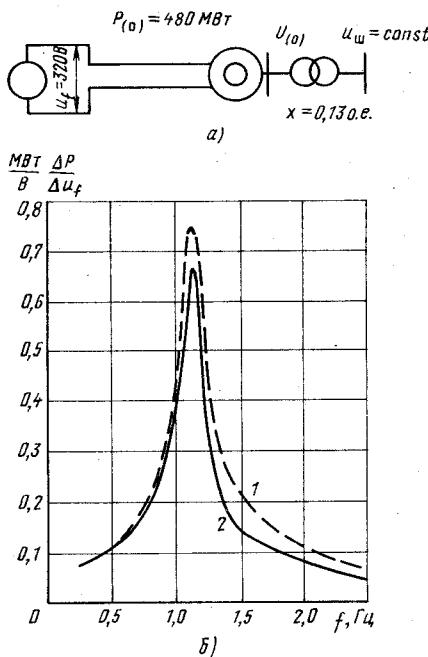


Рис. 6. Схема работы генератора на мощную сеть (а) и частотные характеристики генератора (б): — — — — — натурный генератор; — — — модель

Процесс емкостного самовозбуждения. Воспроизведение на модели процесса емкостного самовозбуждения представляет практический интерес при исследовании режимов работы передач сверхвысокого напряжения, в том числе при использовании продольной емкостной компенсации линий электропередачи. Поскольку постановка данного эксперимента на мощном турбогенераторе связана с рядом технических сложностей и с риском повреждения машины, натурные опыты емкостного самовозбуждения проводились на экспериментальном гидрогенераторе МГ-210-8 (установленном в институте Гидропроект) мощностью 1,88 МВ·А с уложенной в пазах демпферной обмоткой обмоткой возбуждения по поперечной оси [6]. На рис. 7 показаны осциллограммы процесса асинхронного самовозбуждения генератора, подключенного через трансформатор ($x_{tp} = 0,1$ о. е.) и емкостное сопротивление ($x_c = 0,365$ о. е.) на трехфазную закоротку. Частота вращения ротора была близка к синхронной и составляла $f_c = 49,8$ Гц. Продольная и поперечная обмотки возбуждения были закорочены ($u_{fd} = 0$, $u_{fq} = 0$). Процесс самовозбуждения начался сразу же после дешунтирования конденсаторной батареи. Условия развития процесса соответствуют зоне асинхронного самовозбуждения, при $r_{ct} = 0$ ограниченной диапазоном изменения емкостного сопротивления $0 < x_c \leq x'_{d\sigma}$.

Из сопоставления осциллограммы для натуры (а) и модели (б) видно, что при точном соответствии параметров модели и натурного генератора и одинаковых начальных условиях процессы протекают идентично. Погрешность воспроизведения процесса асинхронного самовозбуждения на модели не превышает 5—7 %, что свидетельствует

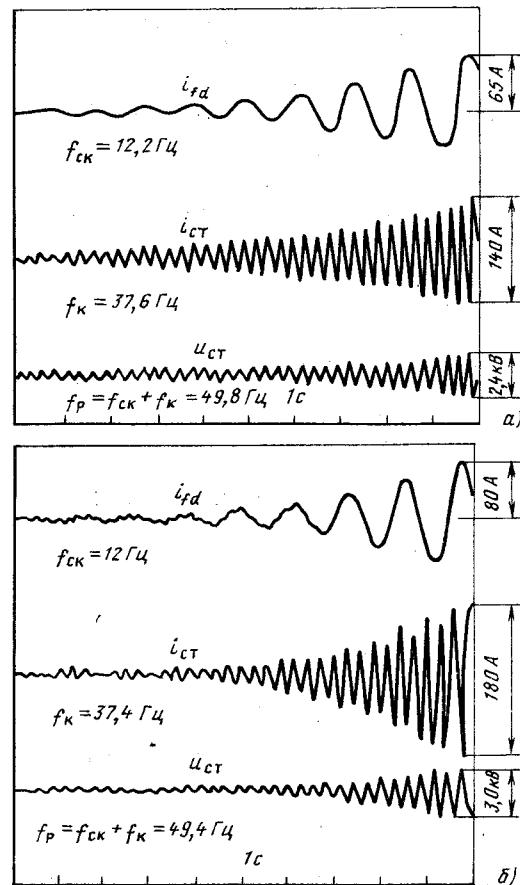


Рис. 7. Осциллограммы процесса емкостного самовозбуждения генератора: а — натурный генератор; б — модель; f_{ck} — частота скольжения ротора, Гц; f_k — частота колебаний тока в цепи статора, Гц; f_p — частота вращения ротора, Гц; i_{ct} — ток статорной цепи, А; u_{ct} — напряжение на зажимах машины, кВ

о достоверности и высокой точности моделирования подобных электромагнитных процессов.

Выводы. 1. Модель электрической машины в составе трехфазной аналого-физической модели ЭЭС позволяет воспроизводить установившиеся и переходные режимы реальных машин в реальном времени.

2. Погрешность воспроизведения на модели статических режимов синхронной машины не превышает 5 %, а переходных режимов — 10 %.

3. Модель может быть использована для исследований, в качестве тренажера — для обучения персонала станций и в качестве имитатора основного оборудования — для настройки реальной аппаратуры регулирования. В двух последних случаях модель необходимо доработать в части оснащения устройствами сопряжения с реальной аппаратурой регулирования и приборами реальных щитов управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Electronic simulation of hydro-generator with static excitation / G. Jasmin, A. Leroux, J. P. Boweles, D. Mukhadrak. — Trans. on PAS, Sept. 1981, vol. PAS-100, N 9, pp. 4207—4215.

2. Сравнение эффективности работы статических и синхронных компенсаторов на линии электропередачи 1150 кВ / Н. И. Соколов, В. К. Фокин, В. И. Филатов и др.— Электрические станции, 1987, № 9.

3. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах / Под ред. Н. И. Соколова.— М.: Энергия, 1970.

4. А. с. 217740 (СССР). Способ формирования гармонического сигнала / Г. В. Рошин. Опубл. в Б. И., 1968, № 16.

5. Электронно-физическая модель электроэнергетических систем / Г. В. Рошин, Н. А. Иванов, И. И. Арсамаков и др.— Электричество, 1984, № 3.

6. Соколов Н. И., Фокин В. К. Перспективы применения компенсированных емкостью синхронных компенсаторов с поперечной обмоткой на роторе.— Электрические станции, 1984, № 6.

Приложение 1. Параметры синхронной машины.

x_{ad}, x_{aq}	— синхронные взаимные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям электрической машины (ЭМ)
x_{fd}, x_{fq}	— синхронные индуктивные сопротивления обмоток возбуждения и демпферных обмоток по продольной и поперечной осям ЭМ
x_{1d}, x_{1q}	
x_{2d}, x_{2q}	
x_{σ}	— индуктивные сопротивления рассеяния статорной обмотки, обмоток возбуждения и демпферных обмоток
$x_{\sigma fd}, x_{\sigma fq}$	
$x_{\sigma 1d}, x_{\sigma 1q}$	
$x_{\sigma 2d}, x_{\sigma 2q}$	
x'_{d}, x'_{q}	— переходное индуктивное сопротивление ЭМ при замкнутых продольной и поперечной обмоток возбуждения и при прочих разомкнутых контурах ротора
r_{fd}, r_{fq}	— активные сопротивления обмоток возбуждения и демпферных контуров
r_{1d}, r_{1q}	
r_{2d}, r_{2q}	

Параметры режима.

u_d, u_q	— составляющие напряжения статора ЭМ по осям d, q , жестко связанным с ротором ЭМ
------------	---

u_{fd}, u_{fq}	— напряжение на кольцах продольной и поперечной обмоток возбуждения
i_d, i_q	— составляющие токов статора ЭМ по осям d, q
i_{fd}, i_{fq}	— токи продольной и поперечной обмоток возбуждения
i_{1d}, i_{1q}	— токи продольного и поперечного демпферных контуров
i_{2d}, i_{2q}	
ψ_d, ψ_q	— составляющие потокосцеплений по осям d, q
$\psi_{\delta d}, \psi_{\delta q}$	— составляющие потокосцеплений в зазоре ЭМ
S_b	— базисная мощность

Приложение 2. Основные параметры синхронных машин.

Обозначение параметров	Значения параметров для следующих типов синхронной машины	
	МГ-210/90-8	ТВВ-500
u_h , кВ	6,6	20,0
I_h , А	165	17,000
S , МВ·А	1,880	589,00
Z_B , Ом	23,09	0,678
x_d , о. е.	0,922	2,46
x_q , о. е.	0,491	2,46
x_{σ} , о. е.	0,117	0,120
x'_d , о. е.	0,265	0,355
x'_q , о. е.	0,161	0,26
x_{fd} , о. е.	1,02	2,723
$x_{\sigma fd}$, о. е.	0,215	0,383
x_{fq} , о. е.	0,471	2,489
$x_{\sigma fq}$, о. е.	0,077	0,149
r_{fd} , о. е.	0,00089	0,00156
r_{fq} , о. е.	0,0017	0,0264
r_{ct} , о. е.	0,0227	0,012
τ_{d0} , с	3,7	5,56
τ_{q0} , с	0,863	0,3
τ_j , с	7,6	5,6
x_d'' , о. е.	0,161	0,23
x_q'' , о. е.	0,161	0,23
$x_{\sigma 1d}$, о. е.	—	0,165
$x_{\sigma 1q}$, о. е.	—	0,513
r_{1d} , о. е.	—	0,0131
r_{1q} , о. е.	—	0,020

[24.12.90]

Синтез и анализ сетей передачи данных в энергетике

АНДРОПОВ В. М., канд. техн. наук,
ИШКИН В. Х., канд. техн. наук,
КНИЖНИК Р. Г., канд. техн. наук,
КОЧУБЕЙ А. Н., доктор физ.-мат. наук

В связи с быстрым ростом объема информации, необходимой для нормального функционирования объектов энергетики, а также ввиду ограниченных возможностей и высокой стоимости создания новых каналов связи возникает необходимость более эффективного использования сетей передачи данных (СПД). Наряду с совершенствованием технической базы СПД, обслуживающих значительные территории, чрезвычайно существенное значение приобретает разработка и совершенствование методов их математического моделирования, позволяющих проектировщику выбрать оптимальный по некоторым критериям вариант СПД, обеспечивающий реализацию возложенных на нее функций.

Как показывает мировой опыт создания СПД (например, [1]), информационную сеть целесообразно строить на базе высокоскоростной цифровой коммутационной и приемопередающей аппаратуры по принципу пакетной коммутации. В таких сетях каналы связи не закрепляются для передачи определенного вида информации. Передаваемые данные формируются в пакеты с адресацией, передача которых управляется коммутационными вычислительными устройствами.

Для создания СПД с пакетной коммутацией прежде всего необходимо решить задачу топологического синтеза сети — определения мест расположения коммутационных центров и перечней узлов сети, подключаемых к каждому из них. В принципе топологические структуры сетей могут быть весьма разнообразными; это требует оптимального — по стоимости — выбора структуры СПД исходя из сведений о расположении энергообъектов, объеме и скорости передачи информации, стоимостных характеристиках каналов связи и коммутационного оборудования.

Ввиду больших объемов и высокой ответственности передаваемой диспетчерской и технологической информации необходим анализ функционирования сети с определением устойчивости ее работы и времени задержки информации в узлах сети.

Методика топологического синтеза оптимальной структуры СПД. Предположим, что известны:

множество $I = \{i = 1, 2, \dots, n\}$ индексов пунктов (узлов), входящих в создаваемую СПД;

множество $J = \{j = 1, 2, \dots, m\} \subset I$ индексов пунктов — мест возможной установки коммутационных центров (КЦ);

стоимость $c_{ij}(i \in I, j \in J)$ канала передачи данных, соединяющего пункт i с КЦ, установленным в пункте j ;

стоимость $d_{jk}(j, k \in J)$ магистрального канала передачи данных, соединяющего два КЦ;

интенсивность потока информации $\lambda_i (i \in I)$, бит/с, возникающей в пункте i и предназначенной для передачи по сети;

матрица $R_{ij} (i, j \in I)$, содержащая сведения о том, в какие пункты должна поступать информация, возникающая в каждом пункте ($R_{ij} = 1$, если информация, поступающая от пункта i , должна передаваться на КЦ, к которому присоединен пункт j ; в противном случае $R_{ij} = 0$);

максимально возможное число N устанавливаемых в сети КЦ;

функция стоимости $T_j(\lambda)$, $j \in J$, КЦ в зависимости от объема λ информации, обрабатываемого в единицу времени.

Требуется найти:

количество n^* КЦ в оптимальной (по стоимости) СПД;

пункты установки КЦ;

перечень пунктов, подключаемых к каждому из КЦ;

конфигурацию магистральных каналов, соединяющих КЦ.

Отметим, что соответствующее задание исходных данных позволяет охватить некоторые ситуации, формально не входящие в описанную постановку задачи. Например, можно строить оптимальную СПД с учетом существующих каналов связи; для этого стоимости c_{ij} , d_{jk} соответствующих каналов следует задавать равными нулю. Стоимости могут включать как капитальные затраты, так и эксплуатационные расходы.

Множество J в реальных задачах передачи данных в энергетике состоит из наиболее вероятных мест расположения КЦ на диспетчерских пунктах автоматизированной системы диспетчерского управления.

Сформулированная задача принадлежит к числу нелинейных задач дискретного математического программирования. Точное решение таких задач сводится к полному перебору вариантов, что для задач большой размерности, как правило, невозможно. В связи с этим разрабатывались эвристические алгоритмы [2, 3], дающие для различных классов задач решения, близкие к оптимальным, и требующие объема вычислений, реализуемого на современных ЭВМ. Опишем эвристический алгоритм, предложенный в [4] в связи с разработкой автоматизированных информационных систем в гидротехнике и использовавшийся впоследствии в различных задачах оптимизации.

Будем предполагать, что функции стоимости $T_j(\lambda)$ являются выпуклыми вверх функциями. Их удобно заменять в вычислениях кусочно-линейными аппроксимациями, т. е. задаются значениями каждой из функций $T_j(\lambda)$ для семи значений λ (одних и тех же для всех функций T_j), а промежуточные значения определяются путем линейной интерполяции.

Первая часть алгоритма — построение дерева \bar{D} (т. е. связного графа без циклов), соединяющего все пункты из J и имеющего минимально возможную стоимость. Для этой цели применяется алгоритм Прима [2], состоящий в следующем.

Рассмотрим множество пунктов $\{x_j, j \in J\}$ (на последующих шагах алгоритма x_j будет обозначать также некоторый подграф искомого дерева). Выбираем произвольный пункт (подграф) x_j и рассматриваем стоимость c_{jk} ребра (j, k) , связывающего x_j с некоторым подграфом x_k . Если подграфы состоят из нескольких узлов, то отыскивается ребро, связывающее ближайшую пару узлов, принадлежащих разным подграфам. Среди всех пар (j, k) находим такую (j^*, k^*) , что $c_{j^*k^*} = \min_{(j, k)} c_{jk}$.

Объединяем подграфы x_{j^*} и x_{k^*} в один. На этом одна итерация метода заканчивается. На каждой итерации число изолированных подграфов сокращается. Как только останется один, работа этой части алгоритма завершается.

На всех этапах алгоритма вычисляется текущее значение функционала стоимости, минимизация которого является целью при переборе различных вариантов. Функционал представляет собой сумму стоимости каналов связи (в том числе магистральных каналов, соединяющих различные КЦ) и стоимости самих КЦ в зависимости от объема обрабатываемой информации. Схематически последовательность действий можно описать следующим образом.

Перенумеруем все дуги дерева \bar{D} . Удалим из \bar{D} первую дугу. При этом образуются два связных подграфа (или изолированные вершины). В каждом связном подграфе по критерию стоимости выбирается место установки КЦ. К этому КЦ присоединяются ближайшие (по стоимости) пункты из $J \setminus J^*$. В результате получается сеть с двумя КЦ, которые при необходимости (в соответствии с матрицей R) соединяются магистральным каналом. Рассчитываются потоки информации в построенной сети, в том числе объемы, перерабатываемые каждым из КЦ. Это дает возможность вычислить функционал стоимости. Затем удаленная дуга возвращается на место, удаляется вторая дуга и процесс повторяется. После просмотра всех получающихся таким образом сетей с двумя КЦ можно удалять по две дуги (получаются сети с тремя КЦ), по три дуги и т. д. Еще до начала описанного процесса для удобства сравнения строится радиальная сеть с корневой вершиной в первом из пунктов множества J (в качестве первого пункта целесообразно выбирать по смыслу задачи пункт, в который заведомо поступает большой объем информации). Процесс можно либо продолжать до полного перебора возникающих в нем вариантов, либо остановить, если значение функционала стоимости начинает расти. Кроме того, процесс может быть прерван, если ограничено (и меньше, чем m) общее число КЦ, установка которых предусматривается в сети.

После завершения процесса образуется сеть, близкая к оптимальной. В ряде случаев дальнейшего улучшения структуры сети можно добиться за счет переприкрепления некоторых пунктов из

$J \setminus J^*$ к другим КЦ, либо за счет задания некоторых окрестностей уже выбранных пунктов с КЦ и перестановки КЦ в этих окрестностях. Такие процедуры можно проводить и на промежуточных этапах процесса оптимизации, что, однако, приводит к значительным затратам машинного времени.

Описанный алгоритм допускает развитие в различных направлениях. Нетрудно, например, учесть зависимость стоимостей каналов связи от их производительности. При переборе вариантов можно фиксировать, наряду с оптимальной конфигурацией магистральных каналов, еще одну, получая таким образом резервный путь передачи информации.

Анализ задержек в сети передачи данных. Будем полагать, что сеть передачи данных состоит из n узлов. Удобно считать, что сообщения (например, пакеты данных), возникающие впервые в некотором узле, поступают из единого внешнего источника, который можно рассматривать как узел с номером 0. Допускается ситуация, при которой сообщения могут покидать сеть.

В каждом узле сети предполагается наличие накопителя сообщений, емкость которого не ограничивается. Последнее предположение не является на практике существенным ограничением, так как число сообщений, ожидающих своей очереди на продвижение по сети, будет рассчитываться; в частности, будут определяться условия, исключающие неограниченный рост длин очередей в накопителях (условия эргодичности).

Переход сообщений из одного узла в другой осуществляется в соответствии с заданным маршрутом. Маршруты сообщений в сети задаются маршрутной матрицей $P = (P_{ij})$, $i, j = 0, 1, \dots, n$. Здесь P_{0j} — вероятность поступления сообщения в j -й узел из источника; P_{j0} — вероятность покидания сообщением сети после окончания обслуживания в узле с номером j ; P_{ij} — вероятность поступления сообщения из узла i в

узел j , причем $P_{ii} = 0$, $\sum_{i=0}^n P_{ij} = 1$.

Для сообщений, поступающих в сеть, задаются интенсивность входного потока сообщений λ , математическое ожидание $M(b_i)$ и дисперсия $D(b_i)$ времени обслуживания сообщений в узле с учетом квитирования и надежности. Предполагается дисциплина обслуживания *FCFS*, т. е. обслуживание сообщений в порядке их поступления в узел.

Требуется определить: среднее время ожидания сообщения в очереди (для каждого узла), время пребывания в узле, среднюю длину очереди в узле.

Отметим, что при расчете сетей с пакетной коммутацией время обслуживания и маршрутная матрица определяются характеристиками как коммутационной аппаратуры, так и ее программного обеспечения. В конкретных случаях время обслуживания может быть определено либо расчетным путем (анализ соответствующих вычислительных алгоритмов), либо экспериментально [5]. Если же ведется предварительная расчетная оценка перспективных сетей, целесообразно варьировать

время обслуживания с тем, чтобы, исходя из технологических требований к задержкам передаваемых данных, определить требования к характеристикам коммутационного оборудования.

Время прохождения сигнала от одного пункта к другому в расчете задержек не учитывается, и его необходимо прибавлять в конце расчетов. На практике при использовании современных высокоскоростных цифровых каналов передачи данных время прохождения следует учитывать лишь в случае применения спутниковой связи.

С математической точки зрения задача расчета задержек относится к теории массового обслуживания. Известны [6—8] два принципиально разных подхода к решению такого рода задач. В одном из них делаются априорные предположения о функциях распределения случайных величин и процессов, характеризующих функционирование сети. Это приводит либо к чрезмерно упрощенным моделям, либо к ситуациям, требующим дополнительной информации о статистических свойствах потоков данных. Мы используем другой подход, в котором для приближенного анализа функционирования сети используются лишь первые и вторые моменты соответствующих распределений.

Введем некоторые обозначения. Пусть $M(a_j)$, $D(a_j)$, $C(a_j)$ — математическое ожидание, дисперсия и коэффициент вариации длительности пауз между поступлением сообщений в узле j ; напомним, что по определению

$$C(a_j) = \sqrt{D(a_j)}/M(a_j).$$

Аналогично

$$C(b_j) = \sqrt{D(b_j)}/M(b_j).$$

Интенсивность потока сообщений в узле j составляет

$$\lambda_j = [M(a_j)]^{-1}.$$

Обозначим $\rho_j = M(b_j)/M(a_j)$. Величина ρ_j называется загрузкой узла j [7] (в литературе применяется также термин «коэффициент использования узла» [5]). Значения ρ_j характеризуют стабильность функционирования сети: конечность средних задержек и длин очередей обеспечивается условием

$$\rho_j < 1. \quad (1)$$

Пусть $M(W_j)$ — среднее время ожидания сообщения в узле j . Для вычисления $M(W_j)$ применяется формула, полученная Крамером и Лангенбахом-Бельцем [7]:

$$M(W_j) = \frac{M(b_j)\rho_j}{2(1-\rho_j)} [C^2(a_j) + C^2(b_j)] \varphi(\rho_j, C(a_j), C(b_j)), \quad (2)$$

где

$$\varphi(\rho_j, C(a_j), C(b_j)) = \begin{cases} \exp\left[-\frac{2(1-\rho_j)}{3\rho_j} \frac{[1-C^2(a_j)]^2}{C^2(a_j)+C^2(b_j)}\right], & \text{если } C(a_j) \leq 1; \\ \exp\left[-(1-\rho_j) \frac{C^2(a_j)-1}{C^2(a_j)+4C^2(b_j)}\right], & \text{если } C(a_j) > 1. \end{cases}$$

Формула (2) является эвристической и основана на численном анализе различных примеров сетей. Более грубое (но все же приемлемое) приближение получается, если в (2) принять $\varphi \equiv 1$.

Зная среднее время ожидания в очереди, не трудно определить среднее время пребывания сообщения в узле j , т. е.

$$M(z_j) = M(W_j) + M(b_j), \quad (3)$$

а также среднюю длину очереди в узле j :

$$M(N_j) = M(W_j)/M(a_j). \quad (4)$$

Последнее соотношение называется формулой Литтла [5].

Формулы (2) — (4) позволяют, таким образом, определить основные характеристики функционирования сети, если известны величины $M(a_j)$ и $C(a_j)$. Перейдем к их вычислению. Для этой цели необходимо рассмотреть, как меняются моменты интервалов между поступлениями сообщений при прохождении потока через узел, при разделении потоков и их объединении.

Пусть случайная величина q_j обозначает интервалы между сообщениями, выходящими из узла j . Для ее математического ожидания и дисперсии имеют место выражения:

$$M(q_j) = M(a_j); \quad (5)$$

$$D(q_j) = M^2(a_j) \{C^2(a_j) + 2\rho_j^2 C^2(b_j) - \rho_j^2 [C^2(a_j) + C^2(b_j)] \varphi(\rho_j, C(a_j), C(b_j))\}. \quad (6)$$

Формула (5) означает просто стабильность обработки сообщений в узле. Формула (6) получена Кюном (см. [7, 9]) как обобщение эмпирических данных, согласованное с точными результатами для различных моделей сети [10, 11].

В соответствии с маршрутной матрицей P выходящий из узла i поток сообщений разделяется с вероятностью P_{ij} на потоки сообщений, следующие к узлам j . Пусть a_{ij} — случайная величина, задающая поток сообщений, идущих из узла i в узел j . Ясно, что для интенсивностей потоков имеет место соотношение

$$\frac{1}{M(a_{ij})} = \frac{1}{M(q_j)} P_{ij},$$

откуда

$$M(a_{ij}) = M(q_j) \frac{1}{P_{ij}}. \quad (7)$$

Будем считать интервалы между выходами сообщений из узла независимыми случайными величинами. Пусть $A_{ij}(x)$ — функция распределения случайной величины a_{ij} , $Q_j(x)$ — функция распределения случайной величины q_j . Тогда [7]

$$A_{ij}(x) = \sum_{k=1}^{\infty} (1 - P_{ij})^{k-1} P_{ij} Q_j^k(x).$$

Отсюда выводятся выражения для коэффициента вариации

$$C^2(a_{ij}) = 1 - P_{ij} + P_{ij} C^2(q_j) \quad (8)$$

или, с учетом (7), дисперсии

$$D(a_{ij}) = [D(q_j)P_{ij} - P_{ij}M^2(q_j) + M^2(q_j)]/P_{ij}^2. \quad (9)$$

Для объединения потоков, поступающих в узел j , заметим прежде всего, что интенсивность $\lambda_j = 1/M(a_j)$ складывается из интенсивности поступления сообщений в узел j и интенсивностей поступления сообщений из других узлов. Поэтому имеет место система уравнений локального баланса

$$\lambda_j = \lambda_0 P_{0j} + \sum_{i=1}^n \lambda_i P_{ij}, \quad j = 1, \dots, n. \quad (10)$$

Определим коэффициенты вариации $C(a_j)$. Воспользуемся принципом диффузионной аппроксимации, считая, что суммарный поток и его составляющие независимы. Отсюда следует [7], что

$$C^2(a_i) = \frac{1}{\lambda_i} \sum_{k=0}^n \lambda_{ki} C^2(a_{ki}), \quad i = 1, \dots, n. \quad (11)$$

где $\lambda_{ki} = 1/M(a_{ki})$ — интенсивность потока из узла k в узел i .

В правую часть (11) подставим выражение (8) для коэффициентов вариации разделенных потоков, а в него — выражение для $C^2(q_j)$, т. е.

$$C^2(q_j) = p_j^2 C^2(b_j) + (1 - p_j^2) C^2(a_j),$$

получающееся из (6), если принять в (6) $\varphi \equiv 1$ (приемлемость этого упрощения отмечалась в [7, 11]).

В результате для определения $C^2(a_j)$ получаем систему линейных уравнений

$$C^2(a_j) = \frac{1}{\lambda_j} \{ \lambda_0 P_{0j} C^2(a_0) + \sum_{i=1}^n \lambda_i P_{ij} [1 - P_{ij} (1 - p_i^2 C^2(b_i) + (1 - p_i^2) C^2(a_i))] \}, \quad j = 1, \dots, n. \quad (12)$$

Таким образом, для расчета задержек достаточно выполнить следующую последовательность действий. Решаем методом Гаусса систему линейных уравнений (10) и определяем интенсивности λ_i . Вычисляем коэффициенты p_i и проверяем условия (1). Если условия (1) нарушаются, сеть нестабильна. Если все неравенства (1) выполнены, решаем систему линейных уравнений (12). Определяем коэффициенты вариации $C(a_i)$. После этого по формулам (2) — (4) вычисляем среднее время ожидания, среднее время пребывания и среднюю длину очереди в каждом из узлов.

Наряду с описанной методикой, для анализа функционирования СПД целесообразно применять алгоритм расчета потоков и оптимальной маршрутизации, предложенный в [2].

Примеры расчетов. Описанные выше алгоритмы реализованы на ЭВМ. В качестве примера рассмотрены задачи синтеза и анализа оптимальной СПД телемеханики в энергосистеме. Исходные данные формировались следующим образом. Перечень узлов СПД и объемы теленформации соответствуют Киевской энергосистеме, причем в рассмотрение включались крупнейшие электростанции, предприятия электрических сетей, подстанции 330 кВ (объектов данного уровня оказалось 37). Для того чтобы обеспечить реальность стоимостных соотношений между каналами связи и аппаратурой передачи данных, расчеты велись в мировых ценах на аппаратуру и аренду каналов связи исходя из стандартной производительности канала 64 кбит/с.

В оптимальной схеме СПД оказалось 6 коммутационных центров. Определены максимальные значения $M(b_i)$, обеспечивающие устойчивость работы сети, т. е. выполнение условий (1). При уменьшении $M(b_i)$ время задержки в узлах очень быстро снижается и становится пренебрежимо малым, когда значения $M(b_i)$ на порядок меньше максимального допустимых.

Описанный расчет является чисто иллюстративным, поэтому мы не приводим подробного количественного описания рассмотренной сети. При конкретном проектировании целесообразно более детально учитывать протоколы передачи сообщений от источников информации, а также режимы работы коммутационных центров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных.— М.: Мир, 1989.
2. Зайченко Ю. П., Гонта Ю. В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ.— Киев: Техника, 1986.
3. Янбых Г. Ф., Столяров Б. А. Оптимизация информационно-вычислительных сетей.— М.: Радио и связь, 1987.
4. Андропов В. М. Вопросы анализа и синтеза организации технического обеспечения сбора и передачи информации автоматизированных систем управления орошением: Дис. ... канд. техн. наук. Киев, 1982.
5. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями.— М.: Мир, 1979.
6. Kurose J. F., Mouftah H. T. Computer-aided modeling, analysis and design of communication networks.— IEEE J. Selec. Areas Commun., 1988, vol. 6, N 1, p. 130—145.
7. Башарин Г. П., Бочаров П. П., Коган Я. А. Анализ очередей в вычислительных сетях.— М.: Наука, 1989.
8. Андропов В. М. Приближенный анализ функционирования вычислительных сетей.— Автоматика, 1989, № 5.
9. Шнепс М. А. Системы распределения информации. Методы расчета.— М.: Связь, 1979.
10. Makino T. On a study of output distribution.— J. Oper. Res. Soc. Japan, 1966, vol. 8, p. 109—133.
11. Marchall K. T. Some inequalities in queueing.— Oper. Research, 1968, vol. 16, p. 651—665.

[20.05.91]

Расчет магнитного поля и электродинамической стойкости трансформаторов при бросках намагничивающего тока

ВАСИЛЬЕВ А. Б., канд. техн. наук,
ЛУРЬЕ А. И., канд. техн. наук,

Всесоюзный электротехнический институт имени В. И. Ленина

При подключении трансформатора к сети переменного тока возникают броски намагничивающего тока (ТН). Эти броски возможны в режимах холостого хода (х. х.), нагрузки и короткого замыкания (к. з.). Они связаны с насыщением стали, т. е. с нелинейностью характеристики намагничивания электротехнической стали, и зависят от многих условий (фазы включения напряжения, остаточной индукции в стержне, расположения питаемой обмотки на стержне относительно других обмоток). Для снижения ТН можно снизить рабочую индукцию в стержне, но это приведет к снижению основных технико-экономических показателей трансформатора. Можно также снизить ТН «предвключением» трансформатора через реактор или резистор, но при этом потребуется существенное усложнение схемы и автоматики коммутации (двойной комплект выключателей).

Для силовых трансформаторов обычно ударный ток к. з. больше, чем ТН, поэтому в свое время к изучению последнего было привлечено особое внимание специалистов не по электродинамической стойкости, а по релейной защите. Однако в последнее время возникают вопросы влияния ТН на электродинамическую стойкость электропечных трансформаторов. Дело в том, что пятикратный нормируемый ток к. з. (на электродах, за «короткой сетью») этих трансформаторов, как правило, вдвое ниже, чем в силовых трансформаторах общего назначения, т. е. такого же порядка, что и ТН, к тому же электропечные трансформаторы эксплуатируются в режимах частых включений на х. х. и нагрузку.

Несмотря на большое количество публикаций, посвященных насыщению стержней трансформаторов, при практических задачах возникают существенные трудности, связанные со сложностью предложенных ранее методов расчета, отсутствием соответствующих программ расчета, позволяющих определить не только магнитное поле, но и механические силы, напряжения и деформации, как это делается при расчетах обмоток трансформаторов на стойкость при к. з.

В настоящей статье для расчета магнитного поля трансформаторов с насыщенным стержнем был использован существенно упрощенный общеизвестный метод вторичных источников [1—3]. Сделанные допущения основаны на особенности сочетаний геометрических размеров трансформаторов (относительно большие осевые размеры обмоток) и магнитного поля (преимущественно осевого). Использовано также то, что конечной задачей является расчет электродинамических сил, т. е. некоторых интегрированных величин,

не сильно зависящих от параметров магнитного поля во всех точках¹. Электродинамические силы опасны только при существенном насыщении стали, поэтому была использована самая простая и достаточно точная для взятой задачи аппроксимация кривой намагничивания стали. Метод расчета, привязанный к системе программ РЭСТ (расчет электродинамической стойкости трансформаторов), разработан в ВЭИ имени В. И. Ленина [4, 5] и широко используется на практике.

В предложенном приближенном методе расчета магнитного поля осесимметричных обмоток трансформаторов при насыщенном стержне магнитопровода стержень условно отбрасывается и заменяется фиктивной тонкой обмоткой (вторичные источники), диаметр которой равен диаметру стержня. Высота этой обмотки h_s задается близкой высоте основной обмотки h , количество витков W принимается равным количеству витков основной обмотки, считается, что обмотка равномерно распределена по высоте, а ток I_s определяется из условия

$$I_s W = B_s h_s / \mu_0, \quad (1)$$

где B_s — индукция насыщения, равна 2 Тл; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

Физический смысл этого условия заключается в том, что фиктивная обмотка (вторичные источники) имитирует насыщенный стержень, создавая внутри своего сечения магнитный поток, соответствующий магнитному потоку насыщения, который присутствует в насыщенном стержне.

Производится расчет магнитного поля основной обмотки и фиктивной обмотки с их токами.

Кривая намагничивания насыщенного стержня принимается идеализированной (линеаризированной):

$$B_{ct} = B_s + \mu_0 H_{ct}, \quad (2)$$

где B_{ct} и H_{ct} — магнитная индукция и напряженность магнитного поля.

Рассмотрим граничные условия магнитного поля на поверхности насыщенного стержня магнитопровода (рис. 1), так как их выполнение является теоретическим подтверждением правильности выбранного метода расчета.

Из условия непрерывности магнитного потока нормальные (радиальные) составляющие индукции в стали B_{pst} и в воздухе B_{pv} равны, т. е.

$$B_{pst} = B_{pv}, \quad (3)$$

¹ Авторы выражают благодарность Лейтесу Л. В. и Кохану П. Г., принимавшим участие в обсуждении ряда принципиальных вопросов.

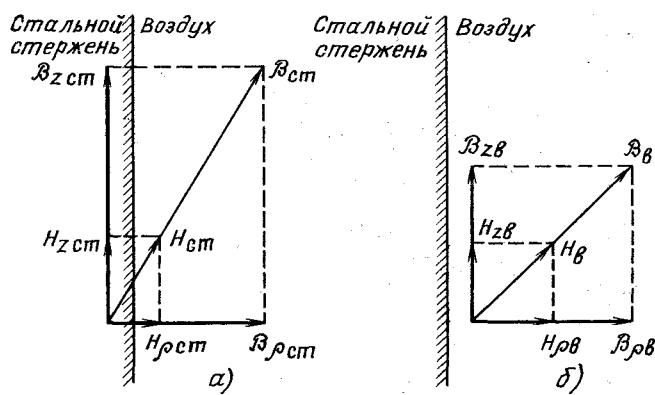


Рис. 1. Границные условия для магнитного поля на поверхности насыщенного стержня трансформатора: $H_{ct} = H_z$; $B_{rho} = B_{rho}$, $\mu_0 H_{ct} = B_{ct} B_{zv} / B_{ct}$; a — в стали; b — в воздухе

а следовательно, индукция в стали на поверхности равна

$$B_{ct} = (B_{zct}^2 + B_{rho}^2)^{0.5}. \quad (4)$$

Значения B_{rho} берутся из машинограммы расчета на наружной образующей фиктивной обмотки. Для определения B_{zct} примем допущение о том, что на середине высоты обмотки имеется область (катушка с условным номером 1), в которой магнитный поток чисто осевой ($B_{rho} = 0$). В реальных силовых трансформаторах, как правило, радиальное магнитное поле велико лишь на торцах обмоток, и имеется протяженная зона в середине высоты обмотки, где магнитный поток чисто осевой. Поэтому принятное допущение вполне корректно.

В катушке номер 1 магнитную индукцию определяем из соотношения

$$B_{zct}(1) = B_s K_s + \mu_0 I W K / h, \quad (5)$$

где I — ток в основной обмотке; K_s и K — коэффициенты, принятые равными 1.

В других сечениях осевая составляющая индукции в стали определяется исходя из принципа непрерывности потока (радиальный магнитный поток алгебраически суммируется с потоком первой катушки):

$$B_{zct}(i+1) = B_{zct}(i) - \frac{2}{D_{ct}} [B_{rho}(i+1) + B_{rho}(i)] [z(i+1) - z(i)], \quad (6)$$

где i — номер произвольной катушки; D_{ct} — диаметр стержня; $z(i)$ — осевая координата катушки.

Для определения напряженности магнитного поля в стали используем допущение об изотропности стали (направления векторов индукции и напряженности совпадают, рис. 1), из которого следует, что

$$\mu_0 H_{ct} = B_{ct} B_{zv} / B_{zct}, \quad (7)$$

где B_{zv} — осевая составляющая магнитной индукции в воздухе, полученная из машинограмм расчета на наружной образующей фиктивной обмотки.

Далее для каждой точки i на поверхности стержня проводится сравнение значения B_{ct} , полученного согласно (4) — (6), с магнитной индукцией по идеальной кривой намагничивания (2) в функ-

ции от аргумента H_{ct} , полученного из (7). Для этого определяется абсолютное $\Delta B(i)$ и относительное $\delta B(i)$ отклонения индукции на поверхности стали от идеальной:

$$\Delta B(i) = B_{ct}(i) - [B_s + \mu_0 H_{ct}(i)], \quad (8)$$

$$\delta B(i) = \frac{\Delta B(i)}{B_{ct}(i)} = \frac{B_{ct}(i)}{B_s + \mu_0 H_{ct}(i)} - 1. \quad (9)$$

Чем лучше приближение решения к точному, тем меньше должно быть среднеквадратичное отклонение (в %).

$$\overline{\delta B} = \left(\sum_{i=1}^{N_s} \delta B^2(i) / N_s \right)^{0.5} \cdot 100, \quad (10)$$

где N_s — количество расчетных точек на стержне от точки $i=1$ в середине высоты обмотки до точки на уровне торца основной обмотки (обычно $N_s = 50-100$).

Проводится 3—5 расчетов при различных значениях высоты фиктивной обмотки h_s в интервале $h < h_s < 1,2 h$. По минимальному значению δB определяется оптимальная высота h_s . Все расчеты электродинамической стойкости проводятся для этого варианта.

Далее поясним метод расчета на примере электропечного трансформатора мощностью 160 МВ·А, сетевая обмотка которого с nominalным напряжением 35 кВ расположена наиболее близко к стержню. Размеры в сечении показаны на рис. 2. Расчетное значение броска тока включения по методу, изложенному, например, в [6], составляет 7813 А.

Расчет магнитного поля и электродинамической стойкости проводился по системе программ РЭСТ [5] на ЭВМ БЭСМ-6М (в систему внесен ряд изменений в соответствии с описанной методикой²) при пяти значениях параметра $h_* = h_s / h$, а именно: 1; 0,5; 1,10; 1,15; 1,20. Для каждого из этих значений h_* были рассчитаны B_{ct} и $\mu_0 H_{ct}$ по формулам (4) и (7), и результаты расчетов наложены на график линеаризованной характеристики намагничивания стержня магнитопровода (рис. 3). Все пять расчетных кривых намагничивания в средней части стержня расположены близко к линеаризованной характеристике намагничивания (точки 1 и 2 на рис. 2 и 3). Расчетная кривая намагничивания при $h_* = 1,15$ ближе всего к линеаризованной характеристике по всей высоте стержня до уровня торца обмотки ВН (точки с 1 по 5 включительно). Значение среднеквадратичного отклонения при $h_* = 1,15$ минимально и не превышает 1% (рис. 4), а при других значениях h_* — существенно выше. На рис. 4 приведены результаты расчета основных параметров [4, 5] электродинамической стойкости обмотки ВН (относительная сила пресовки P_0^* ; относительная наибольшая осевая сила сжатия P_{max}^* ; относительное напряжение осевого изгиба $\sigma_{ct,izg}$). За базовые значения ($P_{max} = 374$ кН, $P_0 = 253$ кН и $\delta_{oc,izg} = 16,4$ МПа) приня-

² В работе принимал участие Панибратец А. Н., автор системы программ РЭСТ.

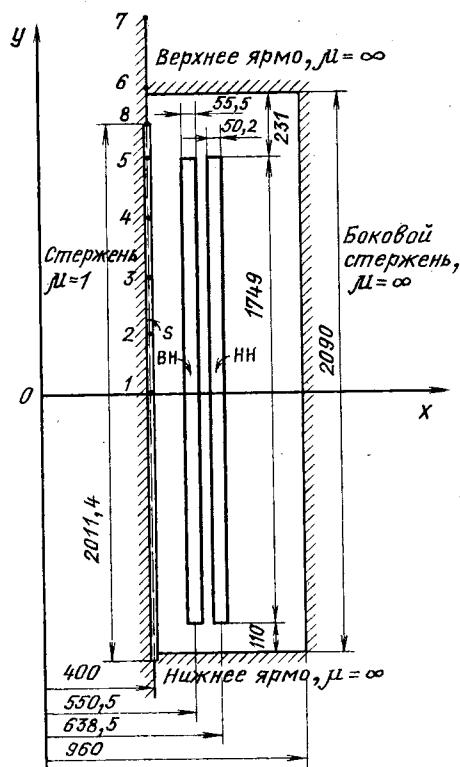


Рис. 2. Размеры в сечении электропечного трансформатора мощностью 160 МВ·А напряжением 35 кВ; BH — сетевая обмотка; HN — обмотка низшего напряжения; S — фиктивная обмотка; результаты расчета в точках 1—8 указаны на рис. 3; точка 5 расположена на уровне торцов обмоток BH и HN ; точка 8 — на торце фиктивной обмотки S ; точки 6, 7 — на расстояниях, равных 30 % и 60 % полувысоты обмотки BH от ее верхнего торца; пунктирной линией обозначена граница при расчете с учетом ярм и соседнего стержня

ты те, при которых среднеквадратичное отклонение $\bar{\delta}B$ (%) расчетной кривой намагничивания стержня магнитопровода от идеализированной минимально. Как видно из рис. 4, изменение относительных параметров в пределах всего диапазона изменения высоты фиктивной обмотки не очень существенно, а вблизи оптимальной высоты $h_* = 1,15$ (заштрихованная зона) изменение составляет несколько процентов. На рис. 4 пунктиром показана также кривая $\bar{\delta}B$ для случая, когда расчетные точки располагались выше, чем уровень торца обмотки, на 30 %. Видно, что кривая идет выше и несколько смещена вправо, в область меньших усилий, т. е. предлагаемый расчет по уровню торца обмотки BH идет с некоторым запасом.

Это показывает, что для практических расчетов вполне достаточно контролировать по (10) выполнение граничных условий для области стержня, ограниченной высотой фиктивной обмотки, а неточное их выполнение за этими пределами не сильно влияет на конечный результат расчетов.

Как показали расчеты, значение h_* для различных трансформаторов и расположения сетевой обмотки относительно стержня различно. Например, для варианта рассматриваемого трансформа-

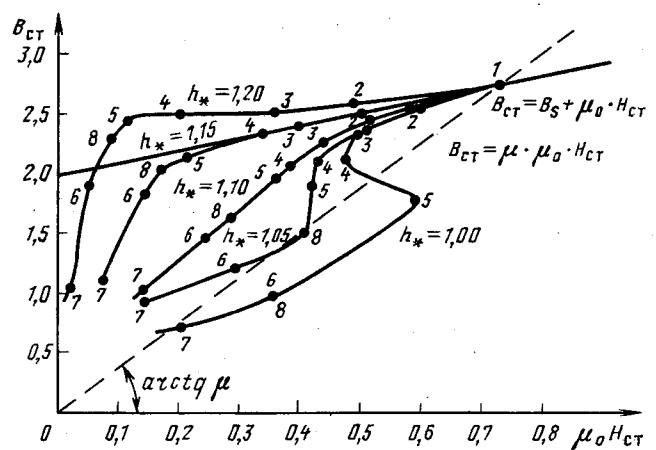


Рис. 3. Магнитная индукция B_{ct} и напряженность H_{ct} на поверхности стержня (номера точек 1—8 — см. на рис. 2; μ соответствует точке 1)

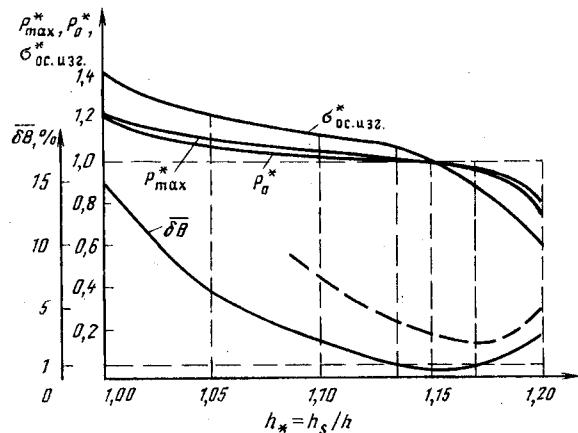


Рис. 4. Результаты расчета электродинамических сил в зависимости от высоты фиктивной обмотки S

тора при сетевой обмотке на месте обмотки HN было определено $h_* = 1,1$.

В табл. 1 представлены результаты расчета электродинамической стойкости обмотки BH в режиме x , x , при броске ТН, равного 7813 А ($W_{BH} = 211$ витков), с использованием трех моделей поля: открытая цилиндрическая модель без ярм и бокового стержня для расчета магнитного поля вне окна магнитопровода (этой модели соответствуют результаты расчета на рис. 3 и 4), замкнутая цилиндрическая модель с ярмами и боковым стержнем для расчета в окне магнитопровода и плоскопараллельная модель без ярм для приближенных расчетов с сокращенным временем счета (см. приложение). Время счета для указанных моделей поля составило соответственно 192, 219 и 44 с.

Так как расстояния от обмотки BH до верхнего и нижнего ярм различны, то расчет по второй модели был проведен дважды: для верха ($h_* = 1,1$) и низа ($h_* = 1,05$). При расчете по первой и третьей моделям $h_* = 1,15$.

Из табл. 1 видно, что значения осевых сил, рассчитанные по всем трем расчетным моделям магнитного поля, примерно одинаковы: наиболь-

Таблица 1

Расчетные величины		Значения расчетных величин для указанных моделей магнитного поля		
		Цилиндрическая без ярм и бокового стержня	Цилиндрическая с ярмами и боковым стержнем	Плоская система шин
Осевые силы	прессовки, кН на нижнюю опору, кН наибольшее сжатие, кН	459 0 698	470 113 696	511 0 775
Механические напряжения	радиальное растяжение, МПа осевой изгиб, МПа суммарное, МПа	23,3 21,4 33,2	23,8 20,7 34,8	16,9 24,6 31,1
Магнитная индукция	Верхний торец	осевая, мТл радиальная, мТл	228 914	251 808
	Нижний торец	осевая, мТл радиальная, мТл	227 —913	267 —741

Таблица 2

Расчетные величины		Значения расчетных величин для указанных моделей магнитного поля и обмоток (ВН или НН)			
		Цилиндрическая		Плоскопараллельная	
		ВН	НН	ВН	НН
Осевые силы	прессовки, кН на нижнюю опору, кН наибольшее сжатие, кН	174 6 287	79 5 171	168 1 267	74 3 170
Механические напряжения	радиальное растяжение, МПа осевой изгиб, МПа суммарное, МПа	—22,4* 8,5 25,5	21,8 6,2 23,5	—22,3* 8,4 24,5	22,3 6,1 22,9

Примечание. * — радиальное сжатие.

шая сила сжатия примерно равна 700 кН, а сила прессовки — 500 кН.

Заметим, что на нижней опоре возникает сила, составляющая 25 % силы прессовки (выявлена при расчете по цилиндрической модели с учетом ярм и бокового стержня). Эта сила одностороннего притяжения направлена в сторону того ярма, которое ближе к торцу обмотки.

Представляет интерес анализ магнитного поля и электродинамических сил при ТН в режиме х. х. в

сравнении с режимом к. з., когда стержень не насыщен (ампер-витки обмоток ВН и НН скомпенсированы). Сравнение целесообразно провести для условно выбранного случая, когда ампер-витки обмотки ВН при к. з. те же, что и в проделанных ранее расчетах, и обмотки ВН и НН выбраны равновысокими (рис. 2). Результаты расчетов даны в табл. 2 и на рис. 5. Время счета соответственно для цилиндрической и плоскопараллельной моделей поля (табл. 2) составило 291 и 42 с.

Магнитное поле в режиме к. з. рассчитано по замкнутой цилиндрической модели, когда кроме стержня учитывались верхнее и нижнее ярма, соседний стержень, поэтому сравнение нужно проводить со вторым столбцом табл. 1.

Расчеты показывают, что при ТН в обмотке осевые силы существенно больше, чем при к. з.: наибольшая в середине обмотки — в $696/287=2,4$ раза; необходимая сила прессовки — в $470/174=2,7$ раза; наибольшее напряжение изгиба в проводе — в $20,7/8,5=2,44$ раза.

При намагничивающем токе обмотка ВН растягивается радиальными силами, а при к. з. — сжимается. Для этих сил режим к. з. более опасен потому, что при сжатии возможна более опасная для обмоток потеря устойчивости.

Различие при расчете сил объясняется совершенно различным характером магнитного поля в

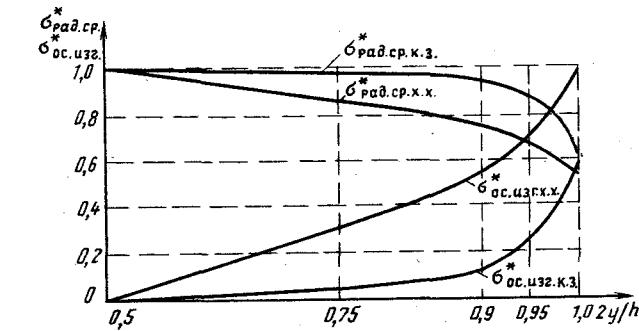


Рис. 5. Распределение механических напряжений в сетевой обмотке ВН: $\sigma^*_{\text{рад.ср.х.х.}}$, $\sigma^*_{\text{рад.ср.к.з.}}$ — относительные радиальные средние напряжения в режиме х. х. при ТН и в режиме к. з. соответственно (базовое значение $\sigma^*_{\text{рад.ср.}}=10,9$ МПа); $\sigma^*_{\text{ос.изг.х.х.}}$, $\sigma^*_{\text{ос.изг.к.з.}}$ — относительные напряжения осевого изгиба в режиме х. х. при ТН и в режиме к. з. соответственно (базовое значение $\sigma_{\text{ос.изг.}}=16,4$ МПа)

двух режимах: при бросках ТН магнитное поле сосредоточено в области внутри обмотки ВН, а при к. з.— в канале рассеяния между обмотками ВН и НН (в нашем случае площадь этого канала меньше, а следовательно, меньше и магнитный поток). Интересно сопоставить ход кривых на рис. 5. Видно, что радиальные напряжения (что соответствует осевой составляющей магнитной индукции) по характеру совпадают, но кривая для режима к. з. идет несколько выше, чем кривая для х. х. Кривая напряжения осевого изгиба (т. е. радиальная составляющая — составляющая магнитной индукции) для режима х. х. существенно выше, чем для режима к. з.; при этом больше и площадь, ограничивающая этой кривой и осью y . Это и объясняет столь существенные различия в осевых силах (наибольшей и силы прессовки).

Во взятом для примера электропечном трансформаторе нормируемый ток к. з., пятикратный по отношению к номинальному, имеет максимальное значение 9697 А. При этом, расчетном для трансформатора, токе все силы при к. з. больше, чем указанные в табл. 2, в $(9697/7813)^2 = 1,54$ раза. Таким образом, осевые силы (наибольшая и прессовки) при ТН будут больше, чем при к. з., не в 2,4—2,7 раза, а в 1,6—1,8 раза. Для данного электропечного трансформатора расчетным (более опасным) является режим х. х., а не режим к. з.

Если бы данный трансформатор был общего назначения, расчетный ударный ток к. з. (по ГОСТ 11677-85) был бы равен 20253 А (кратность 10,4), и в режиме к. з., ограниченного только сопротивлениями трансформатора и сети, осевые силы были бы вдвое выше, чем при х. х. Это говорит о существенно меньшей опасности ТН для трансформаторов общего назначения.

В [7, 8] описана модель для расчета магнитного поля, в которой стержень представлен с постоянной магнитной проницаемостью μ . Эта модель соответствует линейной (пропорциональной) характеристике намагничивания стержня (пунктирная линия на рис. 3):

$$B_{ct} = \mu \mu_0 H_{ct}. \quad (11)$$

Как видно из рис. 3, расчетная кривая намагничивания при $h_* = 1$, т. е. когда фиктивная обмотка S выбирается равновысокой с расчетной обмоткой ВН, наиболее близка к линейной характеристике намагничивания стержня. Из рис. 4 следует, что данные расчета осевых сил при $h_* = 1$ завышены на 20—40 %. Это означает, что расчет, выполненный согласно [8, 9], будет завышать значения осевых сил при бросках ТН в режиме х. х.

В заключение отметим, что разработанный метод расчета и система программ уже применяются при проектировании электропечных трансформаторов. Рассмотренный в примере трансформатор ЭТЦНД-160000/35 разработан с учетом изложенной методики, а на сетевом стенде в г. Тольятти прошли его испытания на стойкость при к. з., при многократных бросках ТН и при многократных толчках нагрузки.

Отметим, что разработанный метод расчета справедлив только для определенных соотношений размеров обмоток, характерных для силовых транс-

форматоров. Для расширения области применения после накопления опыта можно будет уточнить коэффициенты K_s и K в (5), а также ввести в расчет более тонкий выбор распределения по высоте фиктивной обмотки ее ампер-витков.

Выводы. 1. Разработана методика расчета магнитного поля, предназначенная для оценки электродинамической стойкости обмоток трансформаторов при бросках намагничивающего тока в режиме холостого хода. В основе расчета магнитного поля лежит приближенный метод использования фиктивной обмотки с учетом насыщения стержня магнитопровода.

2. Показано, что при бросках намагничивающего тока в режиме х. х. в обмотках электрических трансформаторов возникают достаточно большие осевые силы, превышающие силы в режиме нормируемого к. з.

3. Система программ РЭСТ, ранее разработанная в ВЭИ имени В. И. Ленина и широко используемая в практике расчетов электродинамической стойкости обмоток трансформаторов в режиме к. з., дополнена в версиях ЭВМ БЭСМ-6М и ЕС-1055 тремя моделями магнитного поля: открытой цилиндрической моделью без ярм и бокового стержня, предназначенной для расчета поля вне окна магнитопровода; замкнутой цилиндрической моделью с ярмами и боковым стержнем для расчета в окне магнитопровода; плоскопараллельной моделью без ярм, используемой для приближенных расчетов с сокращенным временем счета. Эти модели расширяют возможности системы программы РЭСТ, позволяя проводить исследования электродинамической стойкости обмоток трансформаторов при бросках намагничивающего тока в режиме х. х., а также электрических реакторов.

Приложение. Как было ранее показано, задача расчета магнитного поля трансформатора фактически сводится к расчету магнитного поля цилиндрических соленоидов (реакторов без стали).

Рассмотрим возможность расчета магнитного поля для плоскопараллельной модели, сопоставив открытую цилиндрическую модель с системой плоских шин. Для этого рассмотрим цилиндрическую обмотку с током I и количеством витков W (рис. 6, а) и две бесконечные плоские шины (рис. 6, б) с равным количеством витков W , но противоположно направленными токами: I и $-I$. Радиальные размеры и высоты плоских шин те же, что и в сечении цилиндрической обмотки.

В обмотке, так же как и в шине, возникают осевые силы. Суммарная осевая сила максимальна в середине обмотки (и шины).

Принимая равномерным распределение витков по высоте обмотки, получим, что наибольшая осевая сила сжатия (на единицу длины витка) верхней и нижней половин обмотки (действующая в середине по высоте) равна

$$P_{max,z} = IW\Phi_p \pi D / h = K_{\Phi} \mu_0 (IW D / h)^2 \pi / 4, \quad (12)$$

где D — диаметр обмотки, м.

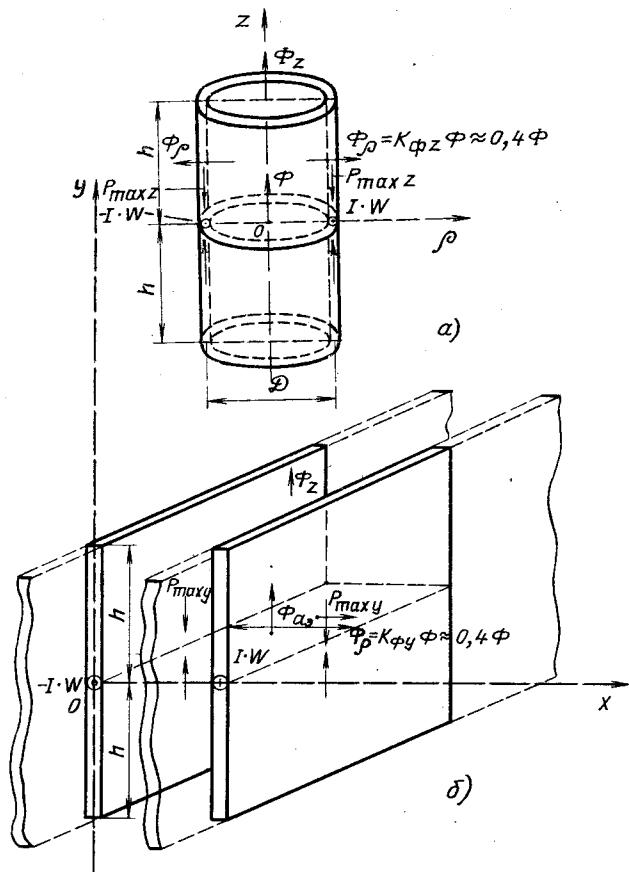


Рис. 6. Модели для расчета магнитного поля рассеяния в режиме х.х. при ТН; *а* — цилиндрическая обмотка с током; *б* — схема, состоящая из двух плоских шин с разнонаправленными токами

В (12) суммарный радиальный поток Φ_ρ обмотки равен части K_{Φ_z} полного потока Φ :

$$\Phi_p = K_{\phi z} \Phi = K_{\phi z} \mu_0 \frac{IW}{h} \frac{\pi D^2}{4} \quad (13)$$

В первом приближении можно считать, что для плоскопараллельного поля магнитный поток между двумя шинами делится на радиальный и осевой с тем же коэффициентом $K_{\Phi_y} \approx K_{\Phi_z}$, тогда

$$P_{\max y} = K_{\phi z} \mu_0 (IW/h)^2 a_9 \pi D / 2. \quad (14)$$

При практических расчетах трансформатора было получено: $K_{\Phi z} = 0,41 \pm 0,01$; $K_{\Phi y} = 0,39 \pm 0,01$. Это подтверждает сделанное допущение.

Наша задача — получить такое эквивалентное расстояние между шинами a_3 , при котором силы $P_{\max z}$ и $P_{\max y}$ равны. При этом условии, разделив (12) на (14), получим

$$a_9 = D/2. \quad (15)$$

То, что расстояние между шинами равно радиусу обмотки, позволяет сделать ряд упрощений, так как получается, что в плоскопараллельной модели ось сечения дополнительной обмотки расположена на оси основной расчетной обмотки

(рис. 6, б). Следовательно, в расчетах обмоток при х. х. по программе РЭСТ стержень отбрасывается, а для каждой обмотки, как основной, так и фиктивной, вводится своя дополнительная обмотка с обратным током и с тем же осевым строением. Эти дополнительные плоские шины согласно (15) расположены в одном месте — на оси стержня. Заметим, что ампер-витки дополнительных плоских шин можно суммировать и образовать на оси стержня одну составную обмотку, строение которой к тому же можно упростить: дать ей малый радиальный размер; задать простые зоны и т. д. (при этом уменьшается общее количество шин задачи).

Из табл. 1 видно, что значения осевых сил, рассчитанные по трем расчетным моделям магнитного поля, примерно одинаковы (расхождения в пределах 5 %). Поскольку время счета для плоской шины приблизительно в 5 раз меньше, чем для цилиндрической обмотки, в ряде случаев целесообразно расчет магнитного поля трансформатора в режиме х. х. проводить применительно к плоскопараллельной модели (расчет системы плоских шин).

Предложенный метод сведения расчета цилиндрической обмотки к плоскопараллельным шинам можно применить, естественно, не только при расчетах, связанных с бросками ТН в трансформаторах, но и в расчетах реакторов.

Наряду с изложенным можно также применять расчет по [10] при помощи метода конформных преобразований. Однако этот метод требует ряда допущений (например, граница между насыщенной и ненасыщенной сталью выбрана условно плоской, существенное влияние на магнитное поле ненасыщенных горизонтальных ярм вверху и внизу обмотки не учтено), он более трудоемок, не имеет программного обеспечения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений.— М.: Изд-во АН СССР, 1948.
 2. Тозони О. В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах.— Киев: Техника, 1967.
 3. Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике.— М.: Энергия, 1975.
 4. Лурье С. И. Осевые усилия в обмотках трансформаторов.— Электротехника, 1972, № 4.
 5. Савельев М. П., Панибратец А. Н. Расчет электродинамической стойкости обмоток трансформаторов на ЭВМ «Минск-32».— Электротехника, 1978, № 4.
 6. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов.— М.: Энергия, 1981.
 7. Лебедев Н. Н. Коэффициент взаимоиндукции между витками, надетыми на круглый сердечник с магнитной проницаемостью μ .— Журнал технической физики, 1936, т. 6, вып. 3.
 8. Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей.— М.: Изд-во иностранной литературы, 1961.
 9. Береза В. Л., Иванков В. Ф. Методика и алгоритм программы ускоренного расчета магнитного поля трансформатора.— Электротехника, 1976, № 4.
 10. Конов Ю. С. Короткие замыкания трансформаторов, сопровождающиеся насыщением магнитопровода.— Электротехника, 1978, № 4.

[21.06.90]

Оптимизация сеточной молниезащиты изделий из диэлектрических конструкционных материалов

АВРУЦКИЙ В. А., БИЗЯЕВ А. С., ГУЩИН И. А.,
ПРОХОРОВ Е. Н., СЕРГИЕВСКАЯ И. М.

Основной причиной разрушения изделий из диэлектрических конструкционных материалов при прямом воздействии молнии является сквозной пробой диэлектрика и последующее газодинамическое и термическое действие канала.

Основной принцип молниезащиты таких изделий заключается в создании условий, при которых молния отводится вдоль поверхности диэлектрика на металлические части. Такие условия создаются либо выбором конструкции, при которой электрическая прочность вдоль поверхности и в глубину диэлектрика соответствующим образом скоординированы, либо использованием молниезащитных средств. В любом случае сквозной пробой должен быть исключен.

Наиболее распространенными средствами молниезащиты являются сплошные металлические молниеприемники, располагаемые так, чтобы ориентирование молнии на них происходило с достаточно высокой надежностью [1]. Основными недостатками их являются большая масса и нарушение диэлектрических свойств защищаемого изделия. В тех случаях, когда требуется сохранить диэлектрические свойства изделия, используются секционированные молниеприемники [2], технология изготовления которых довольно сложна. Известны также средства молниезащиты в виде сплошных проводящих покрытий (фольгирование) [3]. Недостатком такого вида молниезащиты является его одноразовое действие. При воздействии токов молнии такая защита разрушается на значительных площадях, и требуется ее восстановление.

В данной статье рассматривается малоисследованный тип молниезащиты в виде металлических сеток, приформованных к поверхности защищаемого изделия. Такой тип защиты используется для изделий с диэлектрическим корпусом, но при условии, если не ставится требование сохранения диэлектрических свойств защищаемого изделия. Основными преимуществами сеточной защиты являются ее высокая надежность и достаточно малый вес ($50-100 \text{ г/м}^2$).

Целью данных исследований является определение возможности прогнозирования молниезащищенности объектов с корпусом из диэлектрических материалов на эпоксидной основе и оптимизация средств их молниезащиты. Используется экспериментально-расчетный метод исследования, который заключается в следующем:

1. Определяется сквозная электрическая прочность диэлектрических конструкционных материалов, из которых выполняется защищаемое изделие.
2. Определяются проводящие свойства сеток, которые предполагается использовать в качестве молниезащиты.
3. Измеряются электроразрядные характеристи-

стики вдоль поверхности образцов материалов при наличии приформованных сеток.

4. Результаты исследований анализируются с использованием метода координации изоляции. Делаются выводы о наиболее оптимальных материалах сеток для использования в качестве молниезащиты, и оценивается надежность ее работы.

Ниже приводится иллюстрация этого метода.

Электрическая прочность конструкционных диэлектрических материалов измерялась на образцах размерами $300 \times 300 \text{ мм}$ или $400 \times 400 \text{ мм}$ толщиной $0,1-0,6 \text{ мм}$ при различных типах материалов на эпоксидной основе с органическим наполнителем. Электродная система, используемая при этих измерениях, показана на рис. 1. Плоские электроды 2 диаметром 20 мм располагались с двух сторон образца 1 вплотную к его поверхности. Для исключения пробоев вдоль поверхности применялись диэлектрические кольца 3 вокруг электродов. Результаты измерений представлены на рис. 1. Импульс напряжения имел униполярную форму с фронтом 1,5 мкс и длительностью полуспада 100 мкс. Амплитуда импульса напряжения выбиралась такой, чтобы пробои происходили на фронте. Производилось 10—20 измерений электрической прочности при одинаковой толщине образцов.

Сквозная электрическая прочность исследуемых конструкционных материалов практически не зависит от их типа и существенно зависит от технологии изготовления. Например, исследования образцов из материалов на эпоксидной основе, сформованных при давлениях 0,2 и 0,5 МПа, показали, что электрическая прочность значи-

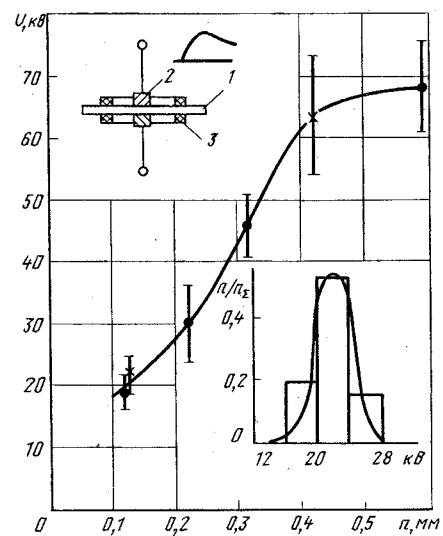


Рис. 1. Зависимость пробивного напряжения конструкционного материала от его толщины

тельно снижается при увеличенных давлениях формовки из-за выжимания эпоксидного компаунда из материала и появления слабых мест.

На рис. 1, кроме средних значений разрядных напряжений, показаны диапазоны, соответствующие среднеквадратичным отклонениям. Величины отклонений в относительных единицах лежат в пределах $\sigma/\bar{U}_{\text{пр}} \leq 0,15$. При использовании этих данных для анализа методом координации изоляции считалось, что вероятность сквозного пробоя подчиняется нормальному закону.

Далее представлены результаты исследований проводящих свойств металлических сеток, которые могут быть использованы для защиты объектов с обшивкой из композиционных материалов. Исследовались сетки из манганина, вольфрама, молибдена, меди, меди луженой, латуни, нержавеющей стали. Исследования проводились на образцах размерами $90 \times 10 \times 1$ мм, поверх которых были приформованы указанные сетки. Параметры сеток представлены в табл. 1.

Проводящие характеристики сеток определялись с помощью генератора импульсов тока с ударной емкостью 50 мкФ. Напряжение зарядки — до 10 кВ. Импульс тока на нагрузке имеет апериодическую форму с фронтом 2 мкс, длительностью полуспада 35—100 мкс (в зависимости от сопротивления нагрузки) и амплитудой до 50 кА. По осциллограммам тока и напряжения определялось удельное поверхностное сопротивление

$$\rho_n = \frac{U}{I} \frac{h_0}{l_0},$$

где U и I — напряжение и ток на нагрузке в любой момент времени; h_0 и l_0 — ширина и длина образца (соответственно 10 и 90 мм).

По осциллограммам так же определялась удельная введенная энергия в образец к любому моменту времени:

$$W_y = \frac{\int_0^t U I dt}{S \gamma_n} \approx \frac{\Sigma U I \Delta t}{h_0 \gamma_n},$$

где S — площадь образца ($h_0 \cdot l_0$); γ_n — удельная масса на единицу поверхности.

Такие измерения производились на 5—10 образцах с одинаковыми сетками при различных амплитудах токов. Результаты измерений для каждого вида сеток усреднялись. Значения ρ_n для различных образцов с одинаковыми сетками

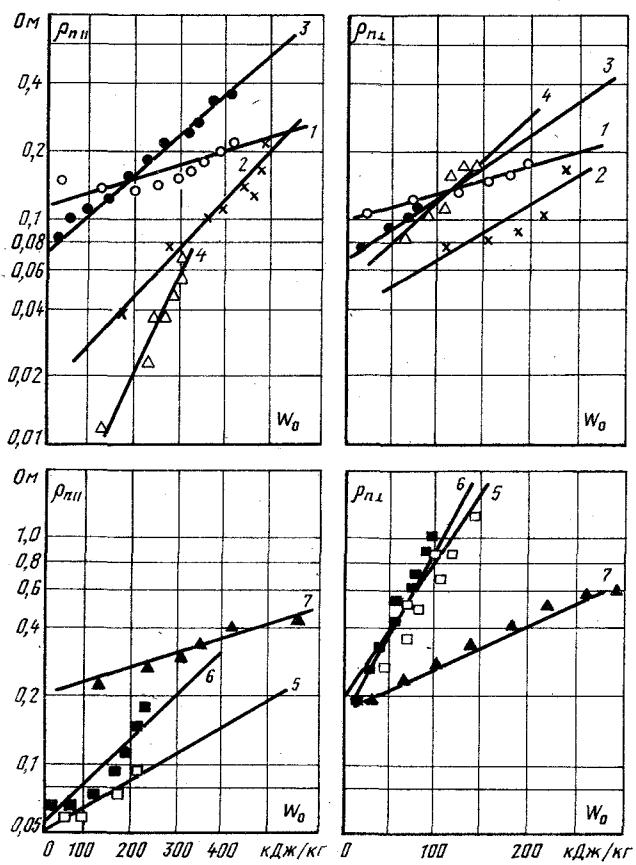


Рис. 2. Зависимости удельного сопротивления сеток из различных материалов от удельной энергии при протекании тока вдоль образца ($\rho_{n\parallel}$) и перпендикулярно ему ($\rho_{n\perp}$): 1 — манганин; 2 — медь; 3 — медь луженая; 4 — латунь; 5 — молибден; 6 — вольфрам; 7 — нержавеющая сталь

могут отличаться в несколько раз. После первого импульса тока при повторных измерениях сопротивление значительно возрастает, что свидетельствует о частичном разрушении сеток. Результаты повторных измерений при обработке не учитывались.

На рис. 2 представлены зависимости удельного поверхностного сопротивления, измеренного при протекании токов вдоль проволочек ($\rho_{n\parallel}$) и перпендикулярно им ($\rho_{n\perp}$), для указанных в табл. 1 видов сеток в зависимости от удельной введенной энергии. Удельные сопротивления лежат в широких пределах — от сотых долей до единиц Ом. Наблюдается рост поверхностного сопротивления с увеличением удельной введенной энергии, что связано с нагревом сетки и влиянием температурного коэффициента, а также ча-

Таблица 1

Материал сетки	Диаметр и количество проволок, мм × штук	Удельное сопротивление, 10^{-8} Ом · м	Температурный коэффициент, 10^{-3} К $^{-1}$	Теплоемкость, кДж/(кг · К)	Плотность, 10^3 кг/м 3	Удельная масса, кг/м 2
Манганин	0,05 × 2	47	0,05	0,4	8,5	0,094
Медь	0,07 × 2	1,7	4,3	0,39	8,9	0,065
Медь луженая	0,12 × 2	3,9	4,2	0,25	7,5	0,13
Латунь	0,05 × 2	4,0	4,5	0,39	8,5	0,26
Молибден	0,05 × 2	5,0	4,3	0,25	10,2	0,137
Нержавеющая сталь	0,05 × 2	70	6	0,8	7,8	0,095
Вольфрам	0,05 × 2	5,5	4,8	0,33	19	0,332

стичным разрушением проволочек. Существенное влияние на сопротивление оказывает направление протекания тока. При пропускании токов во взаимно перпендикулярных направлениях удельное сопротивление может изменяться на порядок. Для сравнительно небольших вводимых энергий, равных $(1-3) \cdot 10^5$ Дж/кг, удельное сопротивление может быть представлено в виде

$$\rho_n = \rho_{n0}(1 + \beta W_y), \quad (1)$$

где ρ_{n0} — удельное поверхностное сопротивление в начальные моменты времени протекания тока (при $W_y \rightarrow 0$); W_y — удельная вводимая энергия (Дж/кг); β — эмпирический коэффициент.

Такая зависимость соответствует температурной зависимости сопротивления металлов $\rho = \rho_0(1 + \alpha T)$, где α — температурный коэффициент. Учитывая, что $T = W_y/C$ (где C — теплопроводность), можно получить зависимость (1), в которой

$$\beta = \alpha/C. \quad (2)$$

Коэффициент β можно найти также из экспериментальной зависимости ρ_n от W_y :

$$\beta = \left(\frac{\rho_n}{\rho_{n0}} - 1 \right) \frac{1}{W_y}. \quad (3)$$

Удельное поверхностное сопротивление может быть выражено через объемное ρ . При этом используются два равенства:

$$\rho_n \frac{l_0}{h_0} = \rho \frac{l_n}{\pi r_n^2};$$

$$\gamma_n l_0 h_0 = \gamma l_n \pi r_n^2,$$

где l_n — длина проволочек в образце длиной l_0 ; r_n — радиус проволочек сетки; n — число проволочек в образце шириной h_0 ; γ_n и γ — поверхностная и объемная удельные массы.

В левой части этих равенств сопротивление и масса образца выражены через поверхностные параметры ρ_n , γ_n , в правой — через объемные ρ , γ .

Из последних двух равенств следует:

$$\rho_n = \rho \frac{\gamma}{\gamma_n} \left(\frac{l_n}{l_0} \right)^2. \quad (4)$$

С учетом (1) и (2) можно записать:

$$\rho_n = \rho_0 \left(1 + \frac{\alpha}{C} W_y \right) \frac{\gamma}{\gamma_n} \left(\frac{l_n}{l_0} \right)^2. \quad (5)$$

Оценки по (5) показывают удовлетворительное совпадение этого выражения с экспериментальными данными на рис. 2 при значениях $l_n/l \approx 2-3$.

Если вводимая удельная энергия превышает $3 \cdot 10^5$ Дж/кг, наблюдаются процессы, связанные с термоионизацией газа у нагреваемой поверхности. Сопротивление начинает уменьшаться, и при определенных условиях происходит разряд вдоль поверхности сетки. Такой разряд выполняет защитные функции, предотвращая сквозной пробой диэлектрической конструкции. Он происходит при напряжениях 2-4 кВ (напряженности электрического поля 25-40 кВ/м). Время до разряда составляет 10 мкс. При временах запаздывания разряда 30 мкс разрядная напряженность составляет 15-25 кВ/м. Значения разрядных напряженностей $E_{\text{пов}}$ для различных типов сеток указаны для времени до разряда 10 мкс в табл. 2. Там же приведены другие электрофизические характеристики сетки и рассчитанные значения Φ_k , $\rho_{\text{оп}}$ и P_n .

Таким образом, защитные свойства сеток определяются двумя характеристиками: максимальным удельным сопротивлением, от которого зависит потенциал в месте контакта канала молнии (возможность сквозного пробоя диэлектрической конструкции), и пробивной напряженностью электрического поля вдоль поверхности. Для успешной работы молниезащиты эти две величины должны быть соответствующим образом скоординированы со сквозной электрической прочностью материала, из которого выполнена защищаемая конструкция. Сквозная прочность должна быть выше, чем потенциал в месте контакта канала молнии и пробивное напряжение вдоль поверхности. Использование метода координации изоляции позволяет проводить оценки надежности работы молниезащиты еще на стадии проектирования объекта, производя испытания отдельных его элементов и соответствующие расчеты.

При использовании метода координации изоляции для сравнения эффективности вариантов защиты в виде сеток и оценки ее надежности исходными являются два соотношения:

$$\Phi_k = \bar{U}_{\text{пр}} - f \sigma_{\text{пр}} \quad (6)$$

или

$$\bar{U}_{\text{пов}} = \bar{U}_{\text{пр}} - f \sqrt{\sigma_{\text{пр}}^2 + \sigma_{\text{пов}}^2}. \quad (7)$$

Эти соотношения определяют следующие условия. Соотношение (6) означает, что потенциал Φ_k в месте контакта канала молнии должен быть меньше среднего напряжения $\bar{U}_{\text{пр}}$ сквозного пробоя диэлектрического конструкционного

Таблица 2

Материал сетки	Среднее сопротивление $\rho_{\text{ср}}$, Ом	Миним. сопротивление $\rho_{\text{оп}}$, Ом	Пробивная напряженность $E_{\text{пов}}$, кВ/м	Потенциал Φ_k , кВ	Напряженность поля вблизи канала E , кВ/м	Надежность P_n
Манганин	0,2	0,2	27	29	637	0,9999
Медь	0,2	0,012	22	29	637	0,9999
Медь луженая	0,3	0,012	31	45	955	0,98
Латунь	0,1	0,0065	—	15	318	0,99999
Молибден	0,2	0,019	28	30	637	0,999
Нержавеющая сталь	0,48	0,29	37	72	1529	0,5
Вольфрам	0,3	0,016	30	44	955	0,99

материала на величину $f\sigma_{\text{пр}}$, где $\sigma_{\text{пр}}$ — среднеквадратичное отклонение пробивного напряжения; f — коэффициент, определяющий вероятность отсутствия сквозного пробоя (надежность). Выражение (7) соответствует условию, при котором среднее напряжение пробоя вдоль поверхности $U_{\text{пов}}$ должно быть ниже, чем напряжение сквозного пробоя на величину $f\sqrt{\sigma_{\text{пр}}^2 + \sigma_{\text{пов}}^2}$, где $\sigma_{\text{пов}}$ — среднеквадратичное отклонение пробивных напряжений вдоль поверхности изделия с сетками. При удовлетворении одного из соотношений (6) или (7) защита должна успешно срабатывать с надежностью P_n , определяемой коэффициентом f . Соотношения между надежностью P_n и коэффициентом f приведены ниже:

f	0	1,28	1,65	2,33	3,1	3,72
P_n	0,5	0,9	0,95	0,99	0,999	0,9999

Для анализа координации изоляции с защитой с помощью соотношения (6) необходимо знать потенциал в месте контакта канала молнии. При оценках этого потенциала в качестве исходных были приняты следующие положения.

а) Максимальный потенциал возникает в момент максимума тока, который принимался равным $I_m = 100$ кА (значение нормированного тока), т. е.

$$\Phi_m = I_m R, \quad (8)$$

где R — сопротивление защитной сетки относительно места контакта канала.

б) Объектом является плоская конструкция, а контакт канала находится в его середине. Сопротивление любого участка dR на расстоянии r от канала такого объекта равно

$$dR = \rho_{\text{ср}} \frac{dr}{2\pi r}, \quad (9)$$

где $\rho_{\text{ср}}$ — усредненное (по направлениям) значение удельного поверхностного сопротивления при максимальных введенных энергиях W_y . Усреднение производилось по выражению, соответствующему параллельному соединению проводников:

$$\rho_{\text{ср}} = 2\rho_{n\parallel}\rho_{n\perp}/(\rho_{n\parallel} + \rho_{n\perp}).$$

Коэффициент 2 возникает здесь при учете того, что ток растекается в радиальном направлении, часть — вдоль, а часть — поперек сетки. Значения удельных усредненных сопротивлений $\rho_{\text{ср}}$ приведены в табл. 2.

в) Из (9) сопротивление сетки относительно места контакта равно

$$R_{\text{ср}} = \frac{\rho_{\text{ср}}}{2\pi} I_n \frac{r_0}{r_k},$$

где r_0 — характерный размер объекта от места контакта канала до его края, соединенного с землей (металлической основой); r_k — радиус канала разряда.

г) Потенциал в месте контакта в момент максимума тока равен

$$\Phi_k = \frac{I_m \rho_{\text{ср}}}{2\pi} I_n (r_0/r_k). \quad (10)$$

В табл. 2 приведены данные о значениях потенциала Φ_k для отношения $r_0/r_k \approx 100$ для различных сеток. Это отношение соответствует размерам образца примерно 2×2 м.

д) Напряженность поля, возникающая в момент максимума тока на любом расстоянии r от места контакта канала, $E = \frac{dR}{dr} I_m$, равна

$$E = \frac{\rho_{\text{ср}}}{2\pi r} I_m. \quad (11)$$

В табл. 2 представлены значения E , рассчитанные по выражению (11) при значении $r = r_k = 10^{-2}$ м (вблизи канала). Видно, что в этом случае напряженность электрического поля достигает сотен кВ/м, что на порядок и более превышает пробивные напряженности поля вдоль поверхности $E_{\text{пов}}$. На расстоянии от канала примерно 0,1 м напряженности поля снижаются на порядок и становятся соизмеримыми с пробивной напряженностью. Эти оценки показывают, что молниезащитные свойства сеток определяются как потенциалом в месте контакта канала молнии, так и пробивной напряженностью.

Согласно (11) значения напряженности поля вблизи канала достаходят пробивных уже при токах 20—25 кА, т. е. на фронте нормированного испытательного тока с максимумом $I_m = 200$ кА. При этих токах потенциал даже в худшем случае (сетка из нержавеющей стали) не превосходит 10 кВ.

Таким образом, проведенный анализ позволяет сделать некоторые выводы об эффективности сеток. Сравнение сеток можно производить по двум характеристикам: потенциалу в месте контакта канала молнии при максимальном значении тока и пробивной напряженности электрического поля вдоль поверхности сетки. Низкие значения этих характеристик соответствуют наиболее оптимальным условиям. С этих позиций оптимальными являются сетки из меди, латуни, манганина, молибдена. Менее приемлемыми являются вольфрам и нержавеющая сталь, поскольку их сопротивления и пробивная напряженность высоки. Например, при использовании молниезащиты в виде сетки из нержавеющей стали при толщине конструкционного материала 0,5—0,6 мм потенциал в месте контакта канала молнии при токах 200 кА примерно равен сквозному пробивному напряжению (65—70 кВ). Пробивная напряженность поля вдоль поверхности также максимальна для сеток из нержавеющей стали.

В табл. 2 представлены значения пробивной напряженности, измеренные на образцах малых размеров (90 мм длиной) при времени до пробоя 10 мкс. Следует заметить, что вольт-секундная характеристика пробоя вдоль поверхности таких образцов очень крутая.

В настоящее время представляется возможным производить оценки надежности сеточной защиты по выражению (6) — по максимальному потенциалу. Определив из (6) коэффициент $f = (U_{np} - \varphi_k)/\sigma$ и использовав зависимость $P_n(f)$, можно оценить надежность защиты P_n . Результаты таких оценок представлены в табл. 2 для толщины диэлектрического материала 0,5 мм и $U_{np} = 67$ кВ (рис. 1).

Приведенные в данной статье оценки не привязаны к конкретному объекту и лишь иллюстрируют возможности изложенной методики исследований для прогнозирования молниезащищенности объектов и использования их для оптимизации средств молниезащиты. Такие исследования могут проводиться на образцах материалов не-

больших размеров и не требуют больших затрат, средств и времени. Дальнейшие исследования электрофизических характеристик конструкционных материалов и сеток и, в частности, вольт-секундных характеристик пробоя вдоль поверхности позволят уточнить полученные данные о надежности молниезащиты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агапов В. Г., Ларионов В. П., Сергиевская И. М. Молниезащита радиолокационных систем и диэлектрического обтекателя самолета. — Электричество, 1978, № 3.
2. Пат. 4796153 (США). Lightning diversion strips for aircraft / M. P. Amasson et al.
3. Robb I. D. Lightning protection for dielectric composites. — Lightning and Static Electricity Conf., 2—11 December 1970, p. 2801—2806.

[28.11.90]

УДК 62-83-52

Принцип стохастического оптимума в автоматизированном электроприводе

ШУМИЛОВ В. Ф., канд. техн. наук,
НИКИТИН Б. К., канд. техн. наук,
ШУМИЛОВА Н. И., канд. техн. наук

Совершенствование систем электропривода связано с последовательным решением двух взаимосвязанных проблем: детерминированной задачи управления и стохастической задачи стабилизации. В случае поддержания постоянства выходной координаты детерминистский подход позволяет реализовать заданный уровень математического ожидания. Неизбежно возникающие при этом случайные отклонения демпфируются системой регулирования, осуществляющей стабилизацию выходного параметра.

Проблема повышения качества систем стабилизации электроприводов производственных механизмов является одной из основных при решении задач автоматизации и комплексной механизации современного машиностроения. Поэтому в настоящее время в связи с общим повышением требований к качеству продукции, которое не может быть достигнуто без повышения качества работы автоматических регуляторов, ее актуальность значительно возросла [1].

В последние годы освоено производство ряда новых высокопроизводительных технологических линий, оснащенных электроприводами повышенной точности: АКП, ЧМПК, МЕ, ЛКНВ [2]. Однако и на этих линиях отклонения конечных размеров изделий остаются значительными из-за высокого уровня случайных возмущений

(неравномерность физико-химических свойств сырья, неравномерный прогрев и перемешивание массы и т. д.).

Влияние технологического процесса на электропривод, а также неидеальность элементов самого привода и процесса передачи сигналов приводят к тому, что при расчете САР электроприводами целесообразно учитывать стохастический характер сил, действующих на электропривод.

Среди многообразия известных управляемых приводов производственных механизмов важное значение имеют системы автоматической стабилизации координат. Наиболее характерным для таких систем является режим длительной работы в установках с непрерывным технологическим процессом, поэтому системы стабилизации проектируются исходя, в основном, из условий обеспечения заданного качества стабилизации в установившемся режиме путем применения принципа «стохастического оптимума». Последний заключается в том, что система электропривода оптимизируется по критерию минимума дисперсии выходной координаты с учетом ограничений на дисперсию отклонения угла регулирования тиристорами преобразователя и на основании информации о спектральной плотности выходной координаты разомкнутой системы электропривода [3].

Таким образом, объектами исследования являются автоматизированные электроприводы, работающие в режимах стабилизации при случайных стационарных возмущениях, к которым не предъявляются особые требования к астатизму по управлению и нагрузке. Предполагается, что система электропривода выведена на режим стабилизации на первом этапе двухэтапного проектирования [4] в общей задаче трехэтапной модели производства [5]. При использовании этих методов «часто оказывается возможным корректирование среднего значения». В этом главное отличие от метода экспериментального планирования Фишера, согласно которому среднее значение есть величина заданная.

Реализация принципа стохастического оптимума осуществляется путем выполнения следующих этапов проектирования: составление математической модели электропривода; диагностика стационарных случайных возмущений; использование алгоритмов стабилизации.

Рассмотрим применение принципа стохастического оптимума для расчета регулятора в электроприводе постоянного тока. Уравнения переходных процессов в цепи якоря двигателя имеют вид [6]:

$$iR_s = I_c R_s + T_m c \frac{d\omega}{dt}; \quad (1)$$

$$u_{d0} \cos \alpha - c\omega = R_s \left(i + T_s \frac{di}{dt} \right),$$

где $I_c = M_c/c = (k\omega^n + \varphi_1)/c$; T_s — электромагнитная постоянная времени; T_m — электромеханическая постоянная времени привода; c — коэффициент э. д. с. и момента двигателя; α — угол регулирования тиристорами преобразователя; u_{d0} — напряжение на выходе преобразователя при полностью открытых тиристорах; i — ток якоря двигателя; I_c — ток статической нагрузки; R_s — эквивалентное активное сопротивление цепи якоря; ω — угловая скорость вращения двигателя; M_c — статический момент нагрузки; φ_1 — случайная составляющая статического момента нагрузки; k — коэффициент пропорциональности, зависящий от характера нагрузки; n — коэффициент, характеризующий изменение момента сопротивления при изменении скорости.

Выполнив линеаризацию системы (1), получим уравнение для отклонения скорости двигателя $\Delta\omega$:

$$(a_2 p^2 + a_1 p + a_0) \Delta\omega = (b_2 p^2 + b_1 p + b_0) \Delta\alpha + \varphi(t), \quad (2)$$

где $a_2 = T_m T_s c^2$; $a_1 = T_m c^2 + T_s R_s k n \omega^{n-1}$; $a_0 = R_s k n \omega^{n-1} + c^2$; $b_0 = -k_n U_{\text{опт макс}} c \sin \alpha$; $b_1 = -b_0 T_n$; $b_2 = \frac{b_0}{2} T_n^2$; $\varphi(t)$ — случайное возмущающее воздействие; k_n — коэффициент усиления преобразователя; T_n — постоянная времени преобразователя; p — оператор дифференцирования, $U_{\text{опт макс}}$ — максимальное значение синусоидального опорного напряжения.

Диагностика возмущающего воздействия $\varphi(t)$ выполняется на основе теории эксперимента [7] и корреляционно-спектрального анализа выходных параметров (электропривода) [8, 9]. Наиболее часто при решении практических задач используется аналитическое выражение для корреляционной функции, содержащее экспоненту [10]

$$K_x(\tau) = D \exp(-\beta\tau). \quad (3)$$

В этом случае параметр затухания β корреляционной функции определяется соотношением

$$\beta = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \tau_i^2} \left[\ln D - \sum_{i=1}^n \tau_i \ln K(\tau_i) \right], \quad K(\tau_i) > 0,$$

где D — дисперсия случайного процесса; n — число использованных точек в методе наименьших квадратов; $K(\tau_i)$ — значения корреляционной функции в узловых точках τ_i ($i = 1 \dots n$).

Корреляционной функции (3) соответствует спектральная плотность

$$S_x(\omega^2) = \frac{2}{\pi} D \frac{\beta}{\beta^2 + \omega^2}. \quad (4)$$

При оптимизации систем автоматизированного электропривода, работающего при случайных входных сигналах, используется критерий качества [11]:

$$J = \int_0^{\infty} S_x(\omega) d\omega \rightarrow \min,$$

где спектральная плотность выражается через характеристики белого шума и формирующего фильтра.

При таком подходе не учитывается реальная спектральная плотность эксплуатационных случайных воздействий и ограничение на дисперсию управляющего воздействия. Поэтому при оптимизации систем электропривода по принципу стохастического оптимума в критерий качества включают дисперсию отклонения выходной координаты $D(x)$ электропривода, работающего в производственных условиях, и дисперсию отклонения угла регулирования тиристорами преобразователя [12]:

$$J = m^2 D(x) + D(u),$$

где m^2 — параметр связи между дисперсиями отклонения выходной координаты и отклонения угла регулирования тиристорами преобразователя.

Один из алгоритмов оптимальной стабилизации по принципу стохастического оптимума опубликован в [3]. В соответствии с этим алгоритмом для системы привода «тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока» при постоянном статическом моменте сопротивления регулятор, определенный с учетом спектральной плотности вида (4) отклонения скорости двигателя в разомкнутой системе, может быть

Таблица 1

Параметр m^2	Вычисленные						
	K	K_1	K_2	T_1 , с	T_2 , с	$\sigma(\Delta\alpha)$, рад	E , отн. ед.
0,17	0,202	0,244	-0,074	0,58	0,0122	0,029	2,8
0,34	0,298	0,454	-0,149	0,82	0,0098	0,035	3,3
0,51	0,355	0,620	-0,194	0,99	0,0087	0,038	3,5
0,67	0,392	0,744	-0,227	1,11	0,0081	0,039	3,6

представлен как параллельное соединение: пропорционального звена с передаточной функцией K , первого апериодического звена с передаточной функцией $K_1/(T_1 p + 1)$ и второго апериодического звена с передаточной функцией $K_2/(T_2 p + 1)$. Параметры передаточных функций пропорционального и двух апериодических звеньев определяются соотношениями:

$$T_1 = 1 / \left[\frac{g_1 + b_1 L}{2(g_2 + b_2 L)} + \sqrt{\left(\frac{g_1 + b_1 L}{2(g_2 + b_2 L)} \right)^2 - \frac{g_0 + b_0 L}{g_2 + b_2 L}} \right];$$

$$T_2 = 1 / \left[\frac{g_1 + b_1 L}{2(g_2 + b_2 L)} - \sqrt{\left(\frac{g_1 + b_1 L}{2(g_2 + b_2 L)} \right)^2 - \frac{g_0 + b_0 L}{g_2 + b_2 L}} \right];$$

$$K_1 = \frac{T_1 T_2^2 L}{(T_2 - T_1)(g_2 + b_2 L)} \left[a_0 - a_2 \frac{g_0 + b_0 L}{g_2 + b_2 L} + \left(a_2 \frac{g_1 + b_1 L}{g_2 + b_2 L} - a_1 \right) \right];$$

$$K_2 = \frac{T_1^2}{(T_1 - T_2)(g_2 + b_2 L)} \left[a_0 - a_2 \frac{g_0 + b_0 L}{g_2 + b_2 L} + \left(a_2 \frac{g_1 + b_1 L}{g_2 + b_2 L} - a_1 \right) \right];$$

$$K = \frac{a_2 L}{g_2 + b_2 L}; L = - \frac{m^2(b_0 + b_1 \beta + b_2 \beta^2)}{g_0 + g_1 \beta + g_2 \beta^2};$$

$$g_2 = \sqrt{a_2^2 + m^2 + b_2^2}; g_0 = \sqrt{a_0^2 + m^2 b_0^2};$$

$$g_1 = \sqrt{2(g_0 g_2 - a_0 a_2) + a_1^2 + m^2(b_1^2 - 2b_0 b_2)}.$$

Численные расчеты, преимущества предложенного метода. Для системы привода (при $n=0$) был проведен расчет параметров звеньев регулятора применительно к станочному электроприводу с двигателем постоянного тока типа ПСТ-51У4 [13].

Входящее в выражение для корреляционной функции колебания частоты вращения значение параметра затухания корреляционной функции $\beta = 0,527$. Вычисленные коэффициенты усиления пропорционального звена, первого и второго апериодических звеньев (K , K_1 , K_2), постоянные времени первого и второго апериодических звеньев (T_1 , T_2) и соответствующие значения среднеквадратического отклонения угла регулирования тиристорами преобразователя $\sigma(\Delta\alpha)$ и параметра уменьшения дисперсии отклонения скорости двигателя по отношению к разомкнутой системе электропривода (E) приведены в табл. 1. Из анализа графиков зависимостей E и $\sigma(\Delta\alpha)$ от m^2 следует, что с увеличением m^2 увеличивается как $\sigma(\Delta\alpha)$; $\sigma(\Delta\alpha) = \sqrt{D(\Delta\alpha)}$, так и соответствую-

щая точность (E). Задаваясь требуемым значением среднеквадратического отклонения угла регулирования тиристорами преобразователя, можно определить соответствующее значение m^2 .

Как следует из приведенных данных в табл. 1, с уменьшением дисперсии отклонения скорости коэффициенты усиления звеньев регулятора увеличиваются; постоянная времени первого апериодического звена увеличивается, а второго — уменьшается; дисперсия отклонения угла регулирования $[\sigma(\Delta\alpha)]^2$ увеличивается.

Исследование системы электропривода с заданным (постоянным) регулирующим воздействием с параметрами звеньев, соответствующими $m^2 = 0,34$ (2-я строка табл. 1), и анализ влияния вариаций α_n и β на характеристики замкнутой системы (E , $\sigma(\Delta\alpha)$), приведенные в табл. 2 [знак (+) параметров $\delta\alpha_n$, $\delta\beta$ означает 20 % увеличение значений параметров α_n и β ; (0) — $\alpha_n = 0,93$ рад; $\beta = 0,527 \text{ с}^{-1}$; знак (-) — уменьшение на 20 % параметров α_n , β], показывают, что при использовании принципа стохастического оптимума не нарушается нормальная работа электропривода при переходе с одного режима стабилизации на другой.

Таблица 2

Относительные изменения угла управления α_n и параметра затухания корреляционной функции β	Параметры замкнутой системы электропривода при переходе с одного режима стабилизации на другой		
$\delta\alpha_n$	$\delta\beta$	$\sigma(\Delta\alpha)$, рад	E , отн. ед.
+	+	0,035	3,02
+	0	0,033	3,40
+	-	0,033	3,91
0	+	0,036	2,93
0	0	0,035	3,28
0	-	0,035	3,73
-	+	0,039	2,78
-	0	0,038	3,06
-	-	0,038	3,45

Сравнительные характеристики замкнутой системы «тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока» с ПИД-регуляторами [11] приведены в табл. 3. Сравнение характеристик (E , $\sigma(\Delta\alpha)$) предложенного регулятора с типовыми ПИД-регуляторами позволяет сделать вывод о том, что типовые регуляторы практически не уменьшают дисперсию отклонения скорости даже при недопустимо больших значениях $\sigma(\Delta\alpha)$.

Выводы. 1. Принцип стохастического оптимума является эффективным способом настройки электроприводов непрерывных технологических линий на стадиях наладки и эксплуатации.

Таблица 3

Настройка регулятора	Передаточная функция	E , отн. ед.	$\sigma(\Delta a)$, рад
Статистический оптимум	$K + \frac{K_1}{T_1 p + 1} + \frac{K_2}{T_2 p + 1}$	3,6	0,06
Обобщенный пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор	$\frac{c^2 \omega_n (T_M T_3 p^2 + T_M p + 1)}{24 p T_n K_n}$	1,08	0,36
Квадратичный оптимум	$\frac{c^2 \omega_n (T_M T_3 p^2 + T_M p + 1)}{12 p T_n K_n}$	1,17	0,47
Статистически оптимальная настройка	$\frac{c^2 \omega_n (T_M T_3 p^2 + T_M p + 1)}{6 p T_n K_n}$	1,33	0,59

2. Разработанная новая методика расчета регуляторов в автоматизированных электроприводах, подвергнутых случайным возмущающим воздействиям, дает возможность производить настройку систем регулирования с оптимизацией по среднеквадратическому критерию качества.

3. Предлагаемый класс регуляторов позволяет существенно уменьшить дисперсию отклонения регулируемой величины, что в конечном счете приводит к уменьшению допусков по конечным размерам изделий.

4. Переходы с одного режима стабилизации на другой не отражаются существенным образом на параметрах замкнутой системы электропривода, оптимизированной по принципу стохастического оптимума.

5. Предложенный принцип рекомендуется использовать при наладке электроприводов высококачественных непрерывных технологических

установок (кордные линии, непрерывные прокатные станы холодной прокатки, устройства для наложения изоляций на провода, кабели, стальные листы и т. д.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юньков М. Г., Ильинский Н. Ф. Перспективы развития автоматизированного электропривода. — В кн.: Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Иванов Г. М., Никитин Б. К. Применение микроЭВМ для совершенствования технологии и управления электроприводами. — ЭП. Электропривод, 1984, вып. 3 (125).
3. Шумилов В. Ф., Шумилова Н. И. Синтез оптимального частотно-регулируемого асинхронного электропривода. — Электротехника, 1985, № 1.
4. «Семь инструментов качества» в японской экономике. — М.: Изд-во стандартов, 1990.
5. Шумилов В. Ф., Шумилова Н. И. Повышение эффективности использования технологического оборудования. — Надежность и контроль качества, 1991, № 2.
6. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. — М.: Высшая школа, 1977.
7. Ильинский Н. Ф. Элементы теории эксперимента (Экспериментальное исследование электроприводов). — М.: МЭИ, 1983.
8. Наладка средств автоматизации и автоматических систем регулирования / Под ред. А. С. Клюева. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
9. Шумилов В. Ф. Корреляционные функции и спектральные плотности случайных нагрузок промышленных установок. — Электричество, 1988, № 3.
10. Иванов Г. М., Никитин Б. К. Автоматизированный электропривод агрегатов непрерывного действия. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
11. Шенфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы. — Л.: Энергоатомиздат, 1985.
12. Петров Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления. — Л.: Энергия, 1977.
13. Михайлов О. П., Лебединский Б. П. Параметрические возмущения в двигателях постоянного тока привода подач станков. — Электротехника, 1983, № 12.

[13.08.91]

УДК 621.31.031.016.3:621.314

Анализ стабилизирующих возможностей комплекса «питающая сеть — компенсированный параметрический источник тока — нагрузка»

ХОХЛОВ Ю. И., доктор техн. наук,
ХУСАИНОВ Ш. Н., канд. техн. наук

Челябинский государственный технический университет

Явление электрического резонанса оказывает весьма существенное влияние на электромагнитные процессы в сложных вентильных цепях. В ряде случаев это явление носит отрицательный характер. Примером может служить резонанс в контуре уравнительного тока компенсированного выпрямителя при параллельном включении его преобразовательных блоков [1]. В других случаях оно весьма полезно. Так, при приближении к резонансу напряжений может быть повышен до

величины, близкой к единице, коэффициент мощности симметричного компенсированного выпрямителя (СКВ). При этом существенное возрастание жесткости внешних характеристик СКВ переводит его в режим компенсированного параметрического источника напряжения [2].

Во многих областях техники (мощные электролизные, электротермические, электродуговые установки, плазмотроны постоянного тока, устройства для зарядки емкостных накопителей и др.) тре-

буется стабилизация выпрямленного тока. С этой целью могут быть использованы основанные на явлении резонанса токов индуктивно-емкостные преобразователи, исследованию и разработке которых посвящены, в частности, работы [3, 4]. Для сохранения высокого значения коэффициента мощности этих преобразователей в режиме стабилизации тока в [5—7] предложены и описаны компенсированные параметрические источники тока (КПИТ), обладающие круто падающей внешней характеристикой.

По сравнению с некомпенсированным параметрическим источником тока (НПИТ), содержащим лишь стабилизирующую конденсаторную батарею, КПИТ, имеет в своем составе дополнительную конденсаторную батарею в компенсирующем устройстве (КУ). Исследования показали, что введение компенсирующей конденсаторной батареи приводит к значительному снижению суммарной установленной мощности конденсаторов источника тока за счет существенного уменьшения мощности стабилизирующей батареи [7]. При этом в КПИТ с первой гармоникой тока в конденсаторах КУ [5] доля мощности компенсирующей батареи в суммарной конденсаторной мощности велика. Например, при угле сдвига фаз нагрузки, равном 30° , и отношении приведенного к питающей сети активного сопротивления нагрузки к реактивному сопротивлению стабилизирующих элементов КПИТ, лежащем в диапазоне 0,5—1,8, она составляет 50—70 %. Поэтому было предложено сочетать в КПИТ принципы параметрической стабилизации тока и высокочастотной одноступенчатой искусственной коммутации, вентиляй. В частности, предложены схемные решения КПИТ с пятой и седьмой гармониками тока в конденсаторах КУ и реакторе [6].

В соответствии с алгоритмом, изложенным в [8], может быть реализовано множество схемных вариантов подобных КПИТ. На рис. 1 представлена принципиальная схема одного из них. КПИТ содержит преобразовательный трансформатор с сетевой 1 и вентильными 2 и 3 обмотками, два выпрямительных моста 4 и 5, уравнительный реактор 6, стабилизирующие реактор 7 и конденсаторную батарею 8, а также КУ в виде конденсаторной батареи 9 и реактора 10.

Для проведения многоуровневого анализа статических и динамических электромагнитных процессов в комплексе, содержащем КПИТ, а также примыкающие к нему питающую сеть (ПС) и нагрузку (Н), разработана его цифровая модель. В основу моделирования положено представление комплекса «ПС — КПИТ — Н» целью с многополюсными компонентами, описание компонент через устанавливаемые экспериментально и широко используемые в преобразовательной технике Z -, Y - и гибридные H -параметры, автоматизированное формирование полной системы уравнений в смешанном контурно-узловом базисе [9] и ее решение аналитическим, численно-аналитическим и численными методами.

Формирование полной системы уравнений осуществлено, как и для модели, описанной в [9],

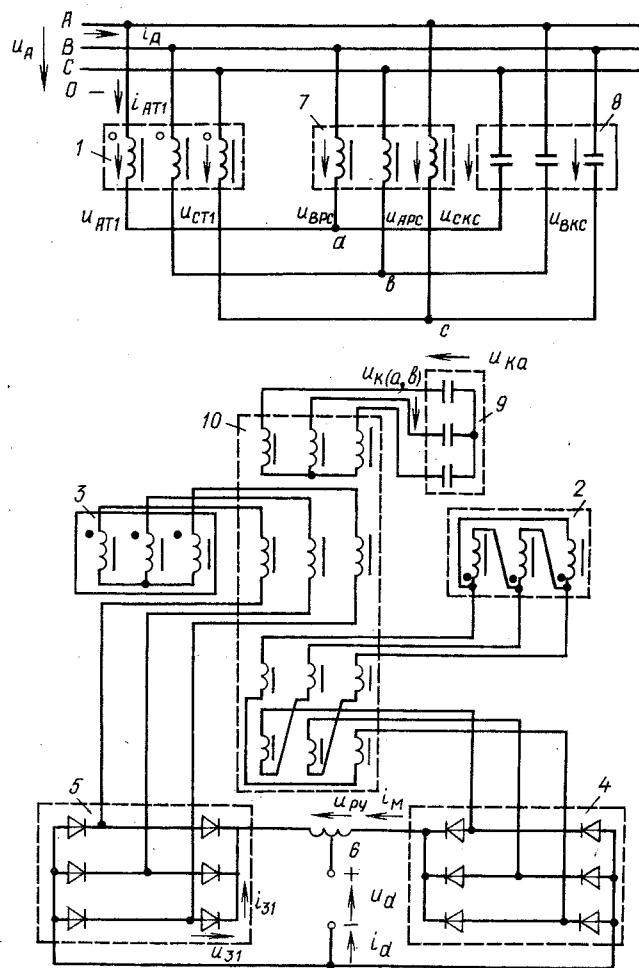


Рис. 1. Принципиальная схема компенсированного параметрического источника тока

с помощью показанного на рис. 2 нормального дерева графа, соответствующего электрическим и магнитным цепям комплекса. В этой графе подребра $1 \div 12$ (цифры в кружочках) принадлежат вентильной, $13 \div 21$ — трансформаторной, $22 \div 30$ — реакторной (компенсирующей), 31 и 32 — реакторной (уравнительной), 33 и 34 — конденсаторной (компенсирующей), 35 — нагрузочной, $36 \div 37$ — сетевой, $38 \div 40$ — реакторной (стабилизирующей), $41 \div 43$ — конденсаторной (стабилизирующей) многополюсным компонентам.

Так же, как и в модели, описанной в [9], для обеспечения симметрии уравнений в граф включены дополнительные разомкнутые ветви $DY1 \div DY4$ с нулевыми токами. Кроме того, в связи с тем, что компенсирующий реактор описывается как трансформатор, введены дополнительные короткозамкнутые ветви $DZ1$ и $DZ2$, токи которых совпадают с токами фаз b и c (I_p) первой обмотки (P_{KL}) реактора, а также ветви μPK с токами намагничивания (токами холостого хода) $I_{\mu PK}$.

Уравнения компонент рассматриваемой модели совпадают с уравнениями компонент модели, описанной в [9]. Изменение касается лишь компенсирующего реактора, уравнения которого записываются в гибридной форме:

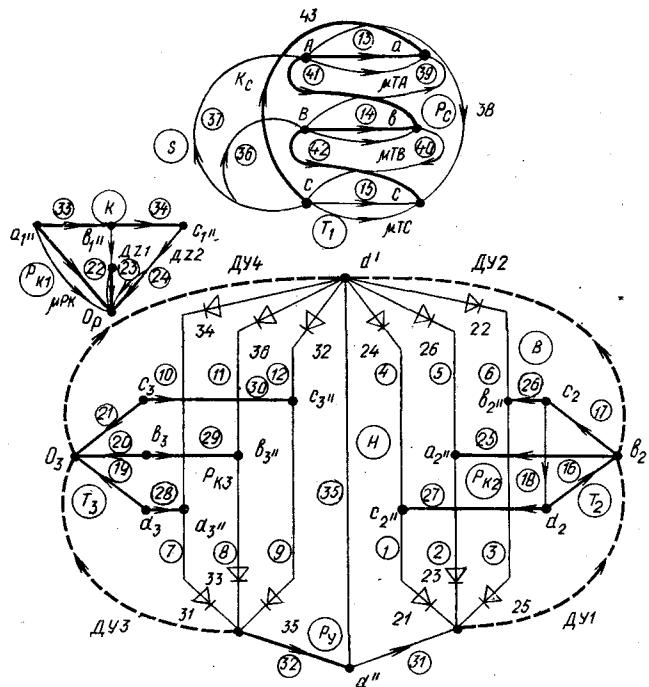


Рис. 2. Граф электрической схемы комплекса и его нормальное дерево

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{P1} \\ \mathbf{U}_{P2} \\ \mathbf{U}_{P3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{11} & \mathbf{T}_{12} & \mathbf{T}_{13} \\ \mathbf{T}_{21} & \mathbf{T}_{22} & \mathbf{T}_{23} \\ \mathbf{T}_{31} & \mathbf{T}_{32} & \mathbf{T}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{P1} \\ \mathbf{I}_{P2} \\ \mathbf{I}_{P3} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Подматрицы уравнения (1) имеют такую же структуру (в смысле расположения ненулевых элементов и их знаков), как в уравнениях, приведенных в [9]. Отличие состоит в том, что в подматрицах \mathbf{T}_{12} , \mathbf{T}_{13} , \mathbf{T}_{21} , \mathbf{T}_{31} элементы Z_{P12}^n замены на $1/n_{P2}$, а Z_{P13}^n — на $1/n_{P3}$ (n_{P2} и n_{P3} — коэффициенты трансформации). Матрица $\mathbf{T}_{11}=0$. Кроме того, элементы относительных подматриц определяются лишь сопротивлениями рассеяния в то время, как при описании уравнений в форме Z элементы подматрицы определяются, в первую очередь, сопротивлениями намагничивания.

В рассматриваемой модели сопротивления намагничивания учтены отдельными ветвями μPK .

\mathbf{T}_{Ky}	I_B	i_H	i_{2Py}	I_{DZ}	U_K	$I_{T\Delta}$	I_{PC}	U_{KC}	I_S	$i_{\mu C}$	U_{T1}	U_{PK1}	$I_{\mu AB}$	$I_{\mu PK}$	U_{Dy}	U_{Bd}
R_B	T_{BB}	0	0	0	0	$T_{B,T\Delta}$	0	0	0	0	$T_{B,T1}$	$T_{B,PK}$	0	0	$T_{B,Dy}$	0
H	0	Z_H	Z_H, Py	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$T_{H,Dy}$	0
Py	0	$Z_{Py,H}$	$Z_{Py,Py}$	0	0	0	0	0	0	0	$T_{Py,T1}$	0	0	0	$T_{Py,Dy}$	0
DZ	0	0	0	T_{PP}	T_{PK}	0	0	0	0	0	$T_{P,T1}$	0	0	0	$T_{DZ,Dy}$	0
K	0	0	0	T_{KP}	T_{KK}	0	0	0	0	0	$T_{K,T1}$	0	0	0	$T_{K,Dy}$	0
T_Δ	$T_{T\Delta,B}$	0	0	0	0	$T_{T\Delta,T\Delta}$	0	0	0	0	$T_{T\Delta,T1}$	0	0	0	$T_{T\Delta,Dy}$	0
PC	0	0	0	0	0	0	$T_{PC,PC}$	0	0	0	$T_{PC,T1}$	0	0	0	$T_{PC,Dy}$	0
KC	0	0	0	0	0	0	$T_{KC,PC}$	$T_{KC,KC}$	$T_{KC,S}$	$T_{KC,\mu C}$	0	0	0	$T_{KC,Dy}$	0	0
S	0	0	0	0	0	0	$T_{S,PC}$	$T_{S,KC}$	T_{SS}	0	$T_{S,T1}$	0	0	$T_{S,Dy}$	0	0
μ_C	0	0	0	0	0	0	$T_{\mu C,PC}$	$T_{\mu C,KC}$	$T_{\mu C,SS}$	$T_{\mu C,\mu C}$	$T_{\mu C,T1}$	0	0	$T_{\mu C,Dy}$	0	0
μ_{AB}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	$-pX_{\mu 1}$	0	0	0
μ_{PK}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	$-pX_{\mu P1}$	0	0
T_1	$T_{T1,B}$	0	0	$T_{T1,P}$	0	$T_{T1,T\Delta}$	$T_{T1,PC}$	0	$T_{T1,S}$	$T_{T1,\mu C}$	0	0	1	0	$T_{T1,Dy}$	0
$PK1$	$T_{PK,B}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$T_{PK1,Dy}$	0
Dy	T_{Dy}	T_{Dy}	$T_{Dy,Py}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$T_{Dy,Dy}$	0
Y_B	\bar{C}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-gC$	0

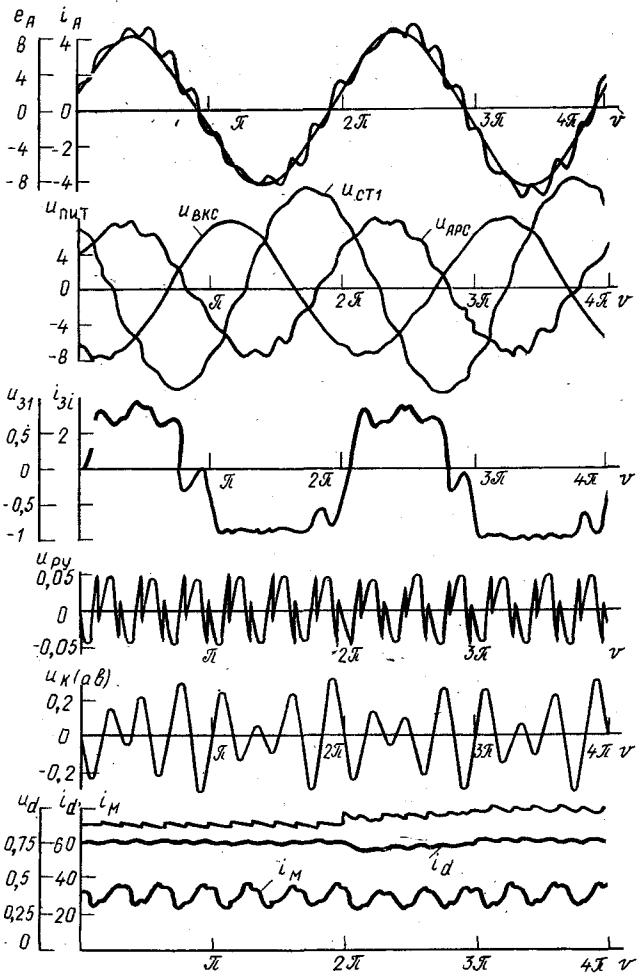


Рис. 3. Временные диаграммы переходного процесса при наборке сопротивления нагрузки, полученные на цифровой модели

Полная система уравнений имеет вид

$$\mathbf{T}_{Ky} \mathbf{V}_{Ky} = \mathbf{F}_{Ky}, \quad (2)$$

где

$$\mathbf{F}_{Ky} = [-(CE_B)^t, -e_H, 0, 0, 0, 0, 0, 0, E_S^t, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^t; \\ \mathbf{V}_{Ky} = [I_B, \dot{q}_H, I_{Py}, \dot{I}_{DZ}, U_K, I_{T\Delta}, I_{PC}, U_{KC}, I_S, i_{\mu C}, U_{T1}, \\ I_{\mu AB}, U_{PK1}, I_{\mu PK}, U_{Dy}, U_{Bd}, C]^t;$$

Изменение модели компенсирующего реактора приводит к появлению дополнительных строк и столбцов, соответствующих напряжениям первичной обмотки реактора (U_{PK1}) и токам ветвей намагничивания ($I_{\mu PK}$). Вместе со строками и столбцами, соответствующими аналогичным переменным первичной обмотки силового трансформатора (U_{T1} и $I_{\mu AB}$), они образуют квазиединичную подматрицу типа

$$\begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Обратная для квазиединичной подматрицы отличается от нее лишь изменением знака элементов подматрицы T . Это позволяет легко исключить переменные U_{T1} , U_{PK1} , $I_{\mu AB}$ и $I_{\mu PK}$ из системы уравнений.

Наличие в схеме конденсаторов КПИТ, которые должны быть в первую очередь включены в состав нормального дерева, приводит к тому, что первичная обмотка фазы C трансформатора не принадлежит дереву. Поэтому векторы U_{T1} и $I_{\mu AB}$ содержат напряжения и токи лишь фаз A и B . В результате ток намагничивания C ($i_{\mu C}$) не исключается из уравнений и входит в число переменных состояния. В остальном уравнения для рассматриваемой модели совпадают с уравнениями для модели, описанной в [9], где рассмотрены преобразование уравнения (2) к уравнениям состояния и метод их численного решения.

С помощью описанной цифровой модели исследована работа комплекса «ПС — КПИТ — Н» в рабочих и аварийных режимах для условий электролиза алюминия. Особый интерес представляет анализ стабилизирующих возможностей комплекса при динамических изменениях активной составляющей сопротивления нагрузки, ибо последним определяется основное предназначение КПИТ. Литературные источники, в которых исследуется динамика комплексов «ПС — КПИТ — Н», в настоящее время отсутствуют.

Главной причиной, приводящей к отклонению тока в электролизерах алюминия, является проявление анодных эффектов в одной, а иногда и одновременно в двух-трех ваннах электролизной серии. Время развития анодного эффекта составляет около 0,3 с. За это время сопротивление ванны увеличивается, в результате чего напряжение на ванне возрастает с 4 до 40 В. Ток серии падает, снижая выход металла по току, а в сверхмощных электролизерах возникает динамическая неустойчивость технологического процесса. После добавления в «большую» ванну глинозема имеет место обратный процесс, сопротивление ее уменьшается. Указанные процессы и рассматриваются ниже.

Обратимся к реальному комплексу с выпрямленными напряжением 900 В и током выпрямителя 63000 А. Параметры цифровой модели:

— линейное напряжение и сопротивление питанияющей сети

$$U_s = 10,5 \text{ кВ}; R_s = 0; X_s = 0,06 \text{ Ом};$$

— проводимости стабилизирующей конденса-

торной батареи

$$G_{KC} = 0; B_{KC} = 0,225 \text{ Ом}^{-1};$$

— сопротивления стабилизирующего реактора $R_{PC} = 0,01 \text{ Ом}; X_{PC} = 4,44 \text{ Ом};$

— коэффициент трансформации и приведенные ко второй обмотке сопротивления трансформатора

$$n_T = 20; R_{\mu T} = 0; X_{\mu T} = 300 \text{ Ом};$$

$$R_{T1} = 0,11 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}; R_{T2} = R_{T3} = 0,10 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$X_{T12} = X_{T13} = X_{T23} = 1,05 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

— коэффициент трансформации и сопротивления компенсирующего реактора $n_{P3} = 1; R_{P1} = R_{P3} = 0,30 \cdot 10^{-5} \text{ Ом};$

$$X_{P13} = X_{P23} = 0,30 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}; X_{\mu PK} = 300 \text{ Ом};$$

— сопротивление уравнительного реактора

$$R_{Py} = 0,50 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}; X_{Py} = 0,50 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$X_{MPy} = 0;$$

— проводимости стабилизирующей конденсаторной батареи

$$G_K = 0; B_K = 1,88 \text{ Ом}^{-1};$$

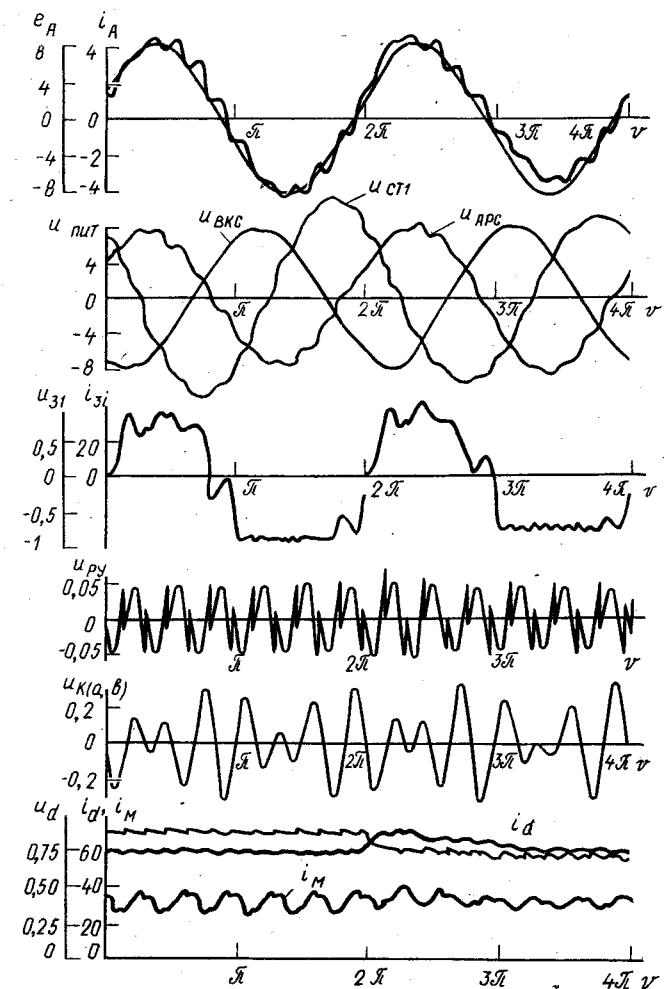


Рис. 4. Временные диаграммы при сбросе сопротивления нагрузки

— сопротивления и э. д. с. нагрузки

$$R_H = 0,95 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}; X_H = 0,10 \cdot 10^{-2} \text{ Ом};$$

$$e_H = 300 \text{ В.}$$

Результаты цифрового моделирования переходных процессов в комплексе «ПС — КПИТ — Н» в интересующих нас динамических режимах представлены на рис. 3 и 4. На первом из них характеризуется процесс при наборе активного сопротивления нагрузки с $0,95 \cdot 10^{-2}$ Ом до $1,10 \cdot 10^{-2}$ Ом, а на втором — при сбросе с $0,95 \cdot 10^{-2}$ Ом до $0,70 \cdot 10^{-2}$ Ом. Переходные процессы отвечают более «жестким», чем на практике, условиям изменения сопротивления нагрузки, а именно, его мгновенной коммутации, момент которой на рис. 3 и 4 соответствует началу второго периода. На представленных временных диаграммах e — фазная э. д. с. питающей сети, $u_{\text{пит}}$ — напряжение одного из трех однофазных параметрических источников тока, образующих трехфазный КПИТ. Смысл остальных обозначений понятен из рис. 1. На диаграммах толстыми линиями показаны токи, а тонкими — напряжения. Напряжения заданы в киловольтах, а токи в килоамперах.

Проанализируем полученные результаты. Включение КУ, обеспечивающего работу КПИТ на границе режима с повторной проводимостью вентиляй (за счет снижения напряжения на вентилях, например u_{31} , до нуля в непроводящую часть периода), в соответствии с диаграммами напряжений $u_{\text{пит}}$ переводит нулевые точки a , b и c (рис. 1) на биссектрисы углов треугольника линейных напряжений питающей сети. При равенстве сопротивлений стабилизирующих реактора и конденсаторной батареи первая гармоника сетевого тока i_A становится практически синфазной э. д. с. сетей e . Комплекс практически не потребляет реактивной мощности.

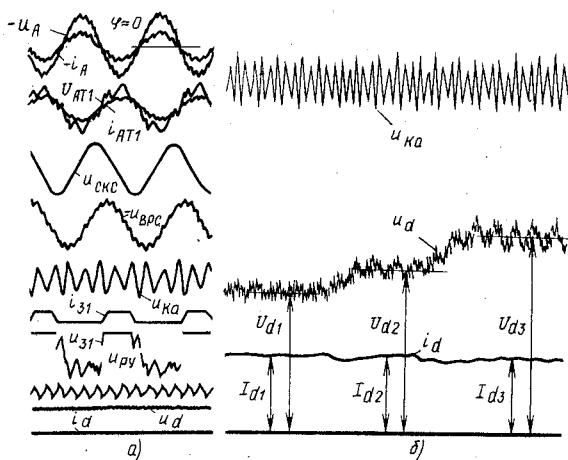
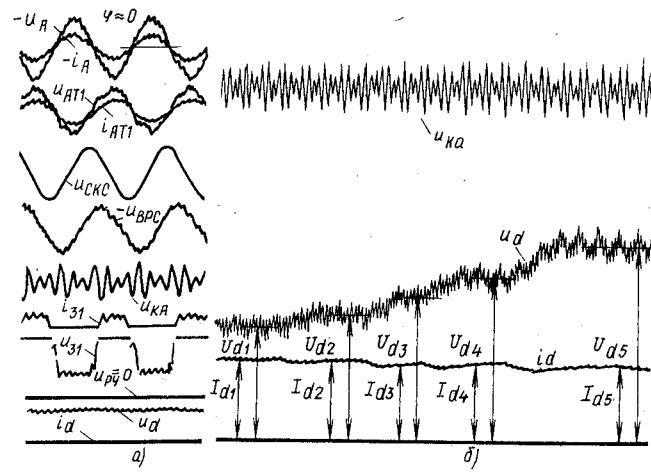
При наборе сопротивления нагрузки в кривой выпрямленного тока i_d появляется провал. Однако сразу же нулевые точки a , b и c практически по указанным биссектрисам смещаются в сторону возрастания напряжений на первичной обмотке трансформатора, что при неизменном коэффициенте трансформации трансформатора вызывает по-

вышение напряжения на нагрузке u_d . Поэтому уже через половину периода э. д. с. сети ток нагрузки восстанавливается. В силу эффекта стабилизации выпрямленного тока напряжение на компенсирующей конденсаторной батарее во время переходного процесса по существу сохраняет свою форму. Наброс сопротивления нагрузки выводит КПИТ от режима с повторной проводимостью вентиляй.

При сбросе сопротивления нагрузки имеет место обратный процесс. Выпрямленный ток сначала несколько возрастает. Смещение нулевых точек a , b и c понижает напряжения на первичной обмотке трансформатора, а следовательно, и на нагрузке. В результате вновь практически через половину периода выпрямленный ток восстанавливается. КПИТ входит в режим с повторной проводимостью вентиляй. Некоторое видоизменение формы кривой напряжения на компенсирующей конденсаторной батарее в основном обусловлено появлением этого режима.

Следует обратить внимание на тот факт, что наличие стабилизирующих элементов существенно не изменяет форм токов и напряжений компенсированного выпрямителя [2]. Это, в частности, касается переменной составляющей уравнительного тока, протекающего между параллельно включенными шестифазными блоками выпрямителя. Это составляющая видна в токе вентиля i_{31} и токе выпрямительного моста i_M . Исследования показали, что как при изменении индуктивного сопротивления уравнительного реактора, так и при изменении емкостного сопротивления конденсаторной батареи в отношении указанной составляющей уравнительного тока, как и в обычном компенсированном выпрямителе [1], проявляются резонансные свойства.

Стабилизирующие возможности комплекса «ПС — КПИТ — Н» исследованы и с помощью физического моделирования на модели мощностью 15 кВ·А, осуществленной в Челябинском государственном техническом университете с помощью НПО «Уралэлектротяжмаш» г. Свердловск. Осциллограммы на рис. 5 отвечают комплексу с КПИТ, работающему в дорезонансной зоне [1]



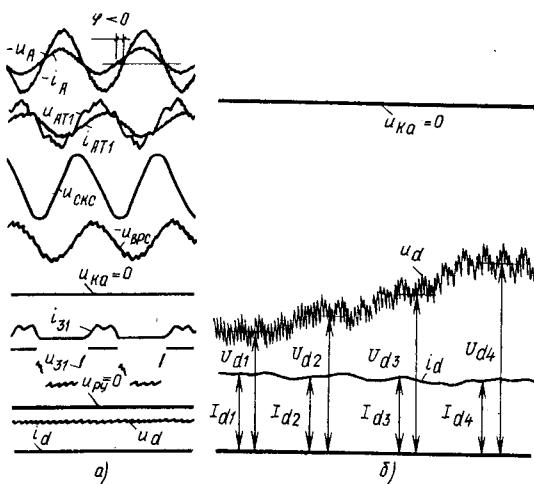


Рис. 7. Временные диаграммы в комплексе с НПИТ

при исключенном из схемы выпрямления двухфазном уравнительном реакторе. Осциллограммы на рис. 6 иллюстрируют процессы в комплексе с КПИТ, работающим в послерезонансной зоне с двухфазным уравнительным реактором, практически полностью устраняющим переменную составляющую уравнительного тока. Для сопоставления на рис. 7 приведены осциллограммы комплекса с НПИТ без уравнительного реактора. На рис. 5, а — 7, а показаны квазистабилизировавшиеся процессы. Переходные процессы на рис. 5, б — 7, б соответствуют многократному набросу активного сопротивления нагрузки, что обуславливает возрастание мгновенного значения u_d . Нулевые значения выпрямленных напряжения u_d и тока i_d отражены одной и той же нижней линией. Обозначения на осциллограммах соответствуют рис. 1.

Из рассмотрения приведенных осциллограмм следует, что результаты физического и цифрового моделирования хорошо согласуются. По стабилизирующим возможностям комплексы с КПИТ как при работе в дорезонансной, так и послерезонансной зонах не уступают комплексам с НПИТ. Как и при цифровом моделировании время отклонения выпрямленного тока от стабилизируемой величины при изменении сопротивления нагрузки не превышает периода э. д. с. питающей сети. Это в 15 раз меньше времени развития анодного эффекта в электролизной ванне. Глубина отклонения тока также невелика. Поэтому в комплексах с электролизной и аналогичными нагрузками КПИТ способны обеспечить весьма жесткую стабилизацию тока. Следует отметить, что хорошие стабилизирующие возможности в комплексах «ПС — КПИТ — Н» достигаются одновременно с

устранением явления перекомпенсации реактивной мощности (кривые u_A и i_A на рис. 5, а — 7, а).

Выводы. 1. С помощью разработанной цифровой модели проанализированы статические и динамические процессы в комплексе «питающая сеть — компенсированный параметрический источник тока — нагрузка».

2. Представлены результаты цифрового моделирования комплекса в динамических режимах, связанных с резким изменением активной составляющей сопротивления нагрузки.

3. Результаты цифрового моделирования подтверждены данными экспериментальных исследований на физической модели комплекса мощностью 15 кВ·А.

4. Компенсированные параметрические источники тока наряду с высокой эффективностью использования конденсаторного оборудования и устранением эффекта перекомпенсации реактивной мощности обеспечивает жесткую стабилизацию тока нагрузки при быстрых изменениях ее сопротивления в большом диапазоне и могут широко использоваться для питания потребителей неизменным выпрямленным током.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Хохлов Ю. И., Красногорцев И. Л. Электромагнитные процессы в компенсированном преобразователе с резонансными явлениями в контуре уравнительного тока. — Электричество, 1988, № 4, с. 34—41.
- Результаты промышленных испытаний первого компенсированного выпрямительного агрегата с пятой и седьмой гармониками тока в конденсаторах / Ю. И. Хохлов, И. Л. Красногорцев, С. Г. Ляпкало и др. — Электричество, 1989, № 3, с. 26—31.
- Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей / И. В. Волков, В. Н. Губаревич, В. Н. Исаков, В. Н. Кабан. — Киев: Наукова думка, 1981. — 174 с.
- Гуттерман К. Д., Прозорова Н. Д., Бершицкий М. Д. Параметрические источники тока (ПИТ). Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. — М.: Тяжпромэлектропроект, 1976, вып. 4, с. 6—12.
- А. с. 1403297 (СССР). Компенсированный преобразователь / Ю. И. Хохлов, К. Д. Гуттерман, Я. Л. Фишлер и др. — Опубл. в Б. И., 1988, № 22.
- А. с. 1339534 (СССР). Устройство для питания электротехнологических установок / К. Д. Гуттерман, Ю. И. Хохлов, В. В. Володин и др. — Опубл. в Б. И., 1987, № 35.
- Электромагнитные процессы и характеристики системы «параметрический источник тока — симметричный компенсированный преобразователь» / Ю. И. Хохлов, С. Г. Ляпкало, К. Д. Гуттерман и др. // Улучшение электромагнитной совместимости электрических полупроводниковых преобразователей как средство экономии материальных и энергетических ресурсов: Тезисы докладов Второго Всесоюзного совещания. — М.: Информэлектро, 1987, с. 30—31.
- Хохлов Ю. И. Компенсированные многофазные преобразователи. — Электротехника, 1989, № 7, с. 12—17.
- Хохлов Ю. И., Хусаинов Ш. Н. Анализ сложных многофазных вентильных цепей контурно-узловым методом. — Электричество, 1989, № 2, с. 43—51.

[11.07.91]

Сообщения

УДК 621.313.325.017.001.57

К учету потерь в оптимизационной модели режима электрической системы

БАРКАН Я. Д., ЛАНИН А. М.

Введение. Автоматизация режима по напряжению и реактивной мощности в питающих сетях является важным средством снижения расхода электроэнергии при ее передаче и повышения управляемости энергосистем.

Расход электроэнергии при ее передаче может быть представлен в виде суммы следующих составляющих:

- а) нагрузочной;
- б) в устройствах поперечной компенсации реактивной мощности;
- в) на коронный разряд в линиях сверхвысокого напряжения.

Снижение нагрузочных потерь, как известно, достигается за счет поддержания в питающей электрической сети максимально возможных напряжений при сохранении нормальных напряжений у электроприемников.

Уменьшение остальных составляющих расхода электроэнергии при ее передаче достигается снижением напряжения питающей электрической сети.

В настоящей статье рассматривается вопрос об учете потерь в одном виде компенсирующих устройств — агрегатах электростанций, работающих в режиме синхронных компенсаторов.

В оптимизационной модели [1], определяющей напряжение опорных узлов, наравне с элементами, учитывающими нагрузочную составляющую расхода электроэнергии при ее передаче, должны присутствовать элементы для выбора оптимально-

го числа агрегатов ГЭС, используемых для поддержания напряжения в режиме синхронных компенсаторов (СК), и данные о короне на линиях сверхвысокого напряжения.

Группа агрегатов, которые могут быть использованы в режиме СК, в модели должна быть представлена в качестве отдельного генерирующего источника, имеющего характеристику зависимости расхода активной мощности от реактивной мощности, соответствующую истинной зависимости, изображенной на рис. 1. Вертикальные участки характеристик соответствуют включению нового агрегата и, как следствие, скачкообразному изменению потребляемой активной мощности. Потребляемая агрегатами активная мощность является определяющей. Поэтому использование агрегатов в этом режиме целесообразно лишь после того, как располагаемая реактивная мощность генерирующих источников подсистемы исчерпана. Более того, при исчерпании располагаемой реактивной мощности генерирующих источников пуск агрегата в режим СК производится только после некоторого снижения напряжения в контрольном узле.

Чем больше мощность, потребляемая агрегатами в режиме СК, тем при более низком напряжении в контрольном узле производится их включение в работу.

После включения в режиме СК агрегат рассматривается как находящийся в работе, и напряжение контрольного узла восстанавливается загрузкой включенного агрегата реактивной мощностью до предела. Таким образом, агрегаты в режим СК включаются последовательно после исчерпания располагаемой реактивной мощности предыдущего.

Аналогична последовательность действий в случае недопустимого повышения напряжения в режимах слабой загрузки сети, под влиянием большой зарядной мощности линий сверхвысокого напряжения. В этом случае приходится использовать агрегаты в режиме СК в области потребления реактивной мощности из сети.

При использовании агрегатов в режиме СК для потребления избыточной реактивной мощности напряжение в контрольном узле находится на уровне максимально допустимого значения.

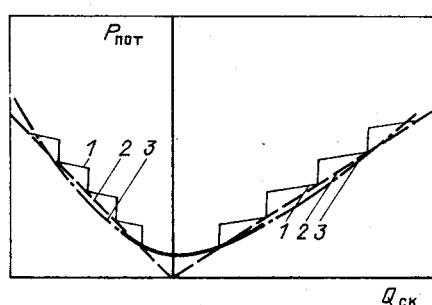


Рис. 1. Характеристика зависимости расхода активной мощности от реактивной мощности группы агрегатов, работающих в режиме СК для регулирования напряжения: 1 — полная характеристика; 2 — линейная аппроксимация; 3 — квадратичная аппроксимация

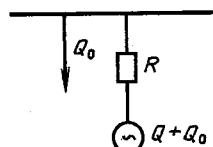


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения группы агрегатов, работающих в режиме СК в целях регулирования напряжения

Учитывая, что агрегаты, работающие в режиме СК, практически полностью загружены, характеристика группы агрегатов как эквивалентного генерирующего источника может быть представлена линией, соединяющей соответствующие точки отдельных характеристик. Эта линия является прямой как в области перевода, так и в области недовозбуждения.

Генерирующий источник подобного рода может быть введен в оптимизационную программу в виде уравнений:

$$\begin{aligned} P_{\text{пот}1} &= \beta_1 Q_{\text{ск}} \text{ при } Q_{\text{ск}} > 0; \\ P_{\text{пот}2} &= \beta_2 Q_{\text{ск}} \text{ при } Q_{\text{ск}} < 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Необходимое число агрегатов может быть определено в виде целой части выражения $Q_{\text{ск}}/Q_p$, т. е.

$$n = \text{ЦЧ}(Q_{\text{ск}}/Q_p), \quad (2)$$

где $Q_{\text{ск}}$ — реактивная мощность эквивалентного генерирующего источника; Q_p — располагаемая реактивная мощность агрегата в режиме СК.

Если оптимизационная модель не предполагает возможности ввода многоагрегатной характеристики в виде формулы, эта характеристика может быть введена схемой замещения, представленной на рис. 2 [2]. Для этого многоагрегатная характеристика замещается квадратичной формой. Характеристика при этом рассматривается как ветвь параболы, вершина которой смешена в область реактивной мощности противоположного знака на величину Q_0 :

$$P_{\text{пот}} = \frac{(Q_{\text{ск}} + Q_0)^2}{U^2} R + P_0, \quad (3)$$

где R — включаемое в цепь эквивалентного генерирующего источника сопротивление, на котором выделяется активная мощность, потребляемая группой агрегатов, работающей в режиме СК.

В процессе среднеквадратичной аппроксимации многоагрегатной характеристики определяются постоянные R , Q_0 , P_0 . Для соблюдения баланса реактивной мощности к шинам генерирующего источника присоединяется в качестве нагрузки Q_0 . В качестве ограничения нижнего предела загрузки эквивалентного агрегата задается величина Q_0 . Реактивная мощность эквивалентного СК определяется за вычетом постоянной величины Q_0 , а их число — из [2]. Замена линейной зависимости $P_{\text{пот}} = f(Q)$ на квадратичную существенно на результате оптимизации не оказывается. Так, для группы из пяти агрегатов мощностью по 82,5 МВт каждый и при потреблении на вращение 2,7 МВт имеем $P_0 = 2,4$ МВт; $R = 9,8$ Ом; $Q_0 = 173,9$ Мвар.

Выбор модели описания короны. Потери на корону в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения по принятой методике моделируются полиномом [3]:

$$\pi = a_0 + a_1 \frac{U}{U_n} + a_2 \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 + \dots, \quad (4)$$

где π — удельные потери на корону, кВт/км; U — текущее значение напряжения; U_n — номинальное напряжение, кВ; a_0 , a_1 — коэффициенты, характеризующие погоду, кВт/км.

Данные о погоде вводятся в параметры района электрических сетей, размеры которого соответствуют протяженности распространения погодных особенностей.

Погода характеризуется дискретными характеристиками: хорошая, сухой снег, дождь, изморозь.

Использование данных о погоде для учета влияния короны на режим связано с серьезными трудностями. Данные о погоде поступают со значительными опозданиями, когда обстановка уже изменилась, а дискретные уровни условны. Поэтому оперативные данные о короне в процессе управления практически не используются.

В перспективе для определения параметров, характеризующих потери на корону, целесообразно ориентироваться на их измерение каким-либо методом в темпе реального времени в каждом районе, который может быть отнесен к определенному погодному состоянию. В пределах этого района выделяется ВЛ, в которой потери на корону могут характеризовать погоду всего района.

Подобный подход к решению задачи связан с определенными требованиями к применяемой методике определения параметров, используемых в дальнейшем в оптимизационной модели для характеристики короны. Эти параметры должны определяться на основании измеренных удельных потерь и напряжения на контролируемой ВЛ, и, следовательно, они должны характеризоваться не дискретной, а непрерывной шкалой. Характеристики параметров короны должны образовывать взаимосвязь, допускающие интерполяцию. Поэтому необходимо ориентироваться на описания, содержащие монотонные зависимости коэффициентов от погоды, образующие непрерывную шкалу.

Полином (4) не удовлетворяет этим требованиям, так как зависимости констант a в координатах погоды и напряжения изменяются в широких пределах, образуя сочетания, которые по своему характеру могут интерпретироваться как случайные. Это объясняется тем, что (4) недостаточно точно воспроизводит физический смысл явления. На самом деле корона возникает, начиная с некоторого критического напряжения. Следовательно, в уравнении, отражающем физический смысл явления, должно фигурировать отключение напряжения от критического. Однако практически это неприемлемо, так как критическое напряжение зависит от типа погоды и особенностей линии и, следовательно, неизвестно. Поэтому исследовались описания, содержащие отклонения от некоторого неизменного напряжения. Подобные описания дали результаты, при которых коэффициенты образуют монотонную совокупность даже

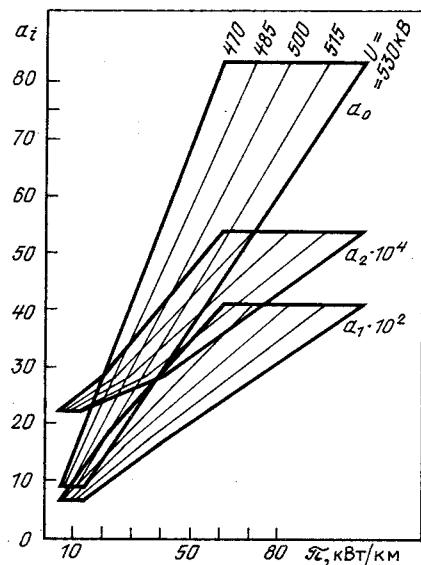


Рис. 3. Константы для различных удельных потерь на корону при различных напряжениях

при использовании отклонения напряжения от номинального, что наиболее удобно. В результате полином описания короны приобретает вид:

$$\pi = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i (U/U_n - 1)^i, \quad (5)$$

где a_0, a_i — константы.

Величина $U/U_n - 1$ является отклонением напряжения от номинального напряжения сети.

В связи с тем, что напряжение вдоль линии различно, целесообразно для уточнения результата учесть его изменение. Для этого в [4, 5] было введено среднее арифметическое значений, измеренных по концам линии. Для протяженных линий распределение может вводиться точнее.

Зависимость коэффициента a_i от удельных потерь для ВЛ 500 кВ приведены на рис. 3. Из него следует, что зависимости a_i для членов по крайней мере до второго порядка изменяются вполне монотонно, благодаря чему возможна интерполяция для промежуточных состояний погоды, соответствующих измеренным значениям удельных потерь.

Выражения (4) и (5) для каждого типа погоды при каждом значении напряжения связаны между собой равенством

$$\begin{aligned} \alpha_0 + \alpha_1 \frac{U}{U_n} + \alpha_2 \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 + \dots &= \\ = a_0 + a_1 \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right) + a_2 \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right)^2 + \dots & \end{aligned}$$

После преобразований получим:

$$\begin{aligned} \alpha_0 + \alpha_1 \left(\frac{U}{U_n} \right) + \alpha_2 \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 + \dots &= a_0 - a_1 + a_2 - \dots + \\ + (a_1 - 2a_2 + \dots) \frac{U}{U_n} + (a_2 - \dots) \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 + \dots, & \end{aligned}$$

а также

$$\begin{aligned} (\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \dots) + (\alpha_1 + 2\alpha_2 + \dots) \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right) + \\ + (\alpha_2 + \dots) \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right)^2 = a_0 + a_1 \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right) + \\ + a_2 \left(\frac{U}{U_n} - 1 \right)^2 + \dots \end{aligned}$$

Следовательно, коэффициенты α_i и a_i связаны между собой линейными преобразованиями:

$$\begin{vmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \dots \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \dots \\ 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & \dots \\ 0 & 0 & 1 & 3 & 6 & 10 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 4 & 10 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 5 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ \dots \end{vmatrix}; \quad (6)$$

$$\begin{vmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ \alpha_5 \\ \dots \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & \dots \\ 0 & 1 & -2 & 3 & -4 & 5 & \dots \\ 0 & 0 & 1 & -3 & 6 & -10 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -4 & 10 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -5 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 0 & 1 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ \dots \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Полученные таким образом соотношения для α_i и a_i приведены в табл. 1. Из нее следует, что в то время как a_i приобретают значения, не образующие монотонную взаимосвязь, величины α_i изменяются монотонно, создавая наглядную систему взаимозависимостей, пригодную для интерполяции, которая обязательно будет необходима в системах измерения потерь на корону, работающих в темпе реального времени.

При использовании описания потерь на корону, обеспечивающего закономерную зависимость коэффициентов от удельных потерь и напряжения для различных типов погоды, появляется возможность решать обратную задачу, сводящуюся к определению констант модели при известных напряжении и удельных потерях на корону, полученных путем измерения в темпе реального времени. Для этого методом наименьших квадратов определяются зависимости из данных, приведенных на рис. 3. Для аппроксимации этих зависимостей может быть использована квадратичная форма:

$$a_i = b_{i0} + b_{i1} \pi + b_{i2} \pi^2 + b_{i3} \Delta U + b_{i4} (\Delta U)^2 + b_{i5} \pi \Delta U, \quad (8)$$

где b_{ij} — коэффициенты аппроксимации функции; $\pi, \Delta U = U/U_n - 1$ — измеряемые параметры режима линии.

В табл. 2 приведены значения коэффициентов b_{ij} для зависимостей a_i ($\pi, \Delta U$) для линии 500 кВ по исходным значениям a_i из табл. 1.

Постоянные b_{ij} в (8) определяются методом наименьших квадратов. Известно, что в качестве критерия точности аппроксимации функции Y можно использовать [4] коэффициент несоответствия k :

Таблица 1

U _h	i	Хорошая погода		Сухой снег		Дождь		Изморозь	
		a _i	a _i						
330 кВ	0	9,06	0,83	36,11	3,03	102,72	10,96	210,56	35,66
	1	—21,8	5,34·10 ⁻²	—87,56	21,40·10 ⁻²	—259,66	76,14·10 ⁻²	—553,5	203,70·10 ⁻²
	2	13,57	13,57·10 ⁻⁴	54,48	54,48·10 ⁻⁴	167,90	167,90·10 ⁻⁴	378,6	378,6·10 ⁻⁴
500 кВ	0	57,6	2,54	166,23	8,58	141,83	29,57	212,89	83,4
	1	—129,6	19,48·10 ⁻²	—379,36	64,06·10 ⁻²	—394,86	120,34·10 ⁻²	—668,50	409,52·10 ⁻²
	2	74,54	74,54·10 ⁻⁴	221,71	221,71·10 ⁻⁴	282,60	282,60·10 ⁻⁴	539,01	539,01·10 ⁻⁴
750 кВ	0	235,05	7,28	643,24	25,08	310,70	76,03	524,50	203,3
	1	—524,09	68,55·10 ⁻²	—1451,6	215,28·10 ⁻²	—862,21	392,87·10 ⁻²	—1547,86	905,36·10 ⁻²
	2	296,32	296,32·10 ⁻⁴	833,44	833,44·10 ⁻⁴	627,54	627,54·10 ⁻⁴	1226,61	1226,61·10 ⁻⁴

Таблица 2

a _i	b _{i0}	b _{i1}	b _{i2}	b _{i3}	b _{i4}	b _{i5}
a ₀	—0,810	1,015	0,787·10 ⁻⁴	—29,96	624,18	—4,59
a ₁	16,04	5,34	—0,672·10 ⁻²	—241,3	2595,5	—17,48
a ₂	195,85	2,345	—0,216	181,56	3507,1	—30,62

$$k = \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (Y_k^p - Y_k^\Phi)^2}}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (Y_k^p)^2} + \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (Y_k^\Phi)^2}}, \quad (9)$$

а также стандартную ошибку

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (Y_k^p - Y_k^\Phi)^2}{n-2}}, \quad (10)$$

где n — число точек функции; Y_k^p — значение функции в k -й точке по результатам аппроксимации; Y_k^Φ — фактическое значение функции в k -й точке.

На рис. 4 тонкими линиями показаны характеристики, полученные для некоторых промежуточных типов погоды (точки отмечены квадратами), а жирными — для дискретных значений четырех типов погоды для электропередачи 500 кВ.

В табл. 3 приведены критерии точности для функций коэффициентов a_i и потерь на корону в линии 500 кВ.

В случае, если в погодном районе имеются ВЛ различных конструкций, то на основании данных измерений на контролируемой линии определяют тип погоды на непрерывной шкале погод (рис. 5), а затем на этой основе — константы для соответствующей группе ВЛ.

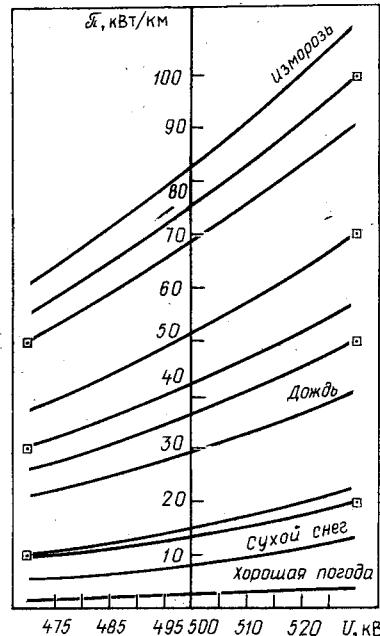


Рис. 4. Зависимости удельных потерь на корону от напряжения при различных типах погоды (тонкие линии — для промежуточных типов погоды)

Таблица 3

Критерий точности аппроксимации	Значения критериев k и s для a_i и потерь на корону (МВт)							
	Коэффициенты a_i			Потери на корону				
	$i=0$	$i=1$	$i=2$	сухой снег	дождь	изморозь	в среднем для всех типов погоды	
k	0,0066	0,0075	0,0055	0,014	0,0028	0,0014	0,0022	
s	0,69	$3,98 \cdot 10^{-2}$	$4,23 \cdot 10^{-4}$	0,27	0,17	0,25	0,23	

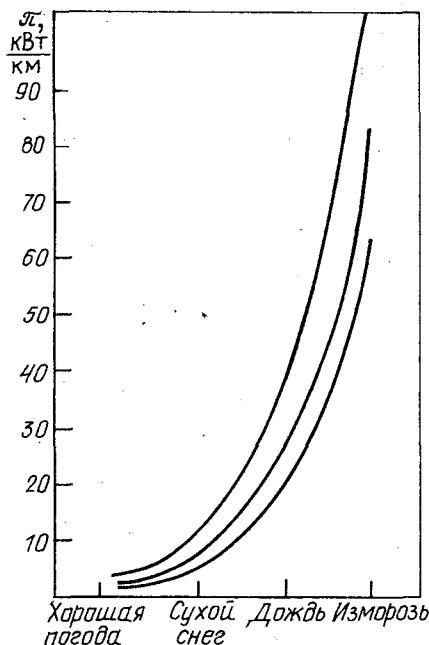


Рис. 5. Зависимости удельных потерь на корону в координатах погоды при различных напряжениях

Система для определения потерь на корону на линиях электропередачи. В качестве одной из возможностей измерения удельных потерь на корону рассмотрим использование для этой цели данных, поступающих в оперативно-информационный комплекс, о параметрах режима контролируемой ВЛ. Для подобной цели используются достаточно протяженные линии наиболее высокого напряжения (330 кВ и выше), проходящие через погодный район. Подобные линии оснащаются двусторонними измерениями параметров режима достаточно высокой точности с дробностью квантования не меньше определенной величины. Разность измерений мощности на первом и втором концах линии равна сумме потерь мощности в ней:

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2.$$

Потери на корону могут определяться путем вычитания из суммарных потерь нагрузочных потерь, получаемых на модели линии с помощью ЭВМ:

$$\Delta P_{\text{кор.}} = \Delta P_{\Sigma} - \Delta P_{\text{нагр.}} \quad (11)$$

К сожалению, погрешности измерений соизмеримы или даже превышают контролируемое значение. Поэтому необходимо создать специальную алгоритмическую систему корректировки измерений.

Сущность системы сводится к следующему. Достоверность результата определяется не точностью каждого из измерений в отдельности, а соотношением их точностей. Поэтому одно из измерений, например, на первом конце, принимается в качестве базисного. Затем устраняются погрешности измерения на втором конце по отношению к первому.

Для этого параметры режима на втором конце одновременно определяются на модели линии по известным параметрам на первом конце. Затем в

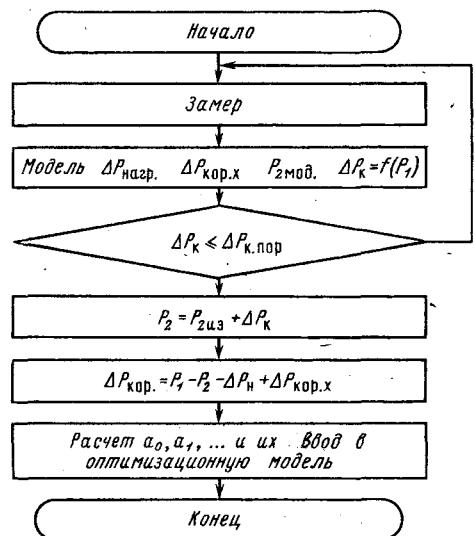


Рис. 6. Алгоритмы определения констант для учета потерь на корону в оптимизационной модели («Замер» — измерение электрических параметров режима)

заведомо хорошую погоду сопоставляют величину P_{2m} , полученную на модели, с измеряемой величиной P_{2izm} . Разность

$$\Delta P_k = P_{2izm} - P_{2m} - \Delta P_{\text{кор.х}}, \quad (12)$$

(где $\Delta P_{\text{кор.х}}$ — потери на корону при хорошей погоде) используется в качестве коррекции величины P_{2izm} . Следовательно, в качестве параметров на втором конце линии используются параметры модели. Тем самым устраняется систематическая погрешность измерения [5].

Активное сопротивление линии в модель может вводиться с учетом влияния наружной температуры и тока. Однако, как показал анализ, подобное уточнение в большинстве случаев излишне.

Вследствие особенностей измерительных устройств (сердечники измерительных трансформаторов и др.) абсолютная величина погрешности зависит от перетока P_1 . В памяти системы формируется зависимость $\Delta P_k(P_1)$, имеющая вероятностный характер. На фоне этой зависимости можно вбрать некоторое пороговое значение $\Delta P_{k,пор}$, которое в хорошую погоду не бывает превзойдено [6].

Погрешность, обусловленная случайными погрешностями измерения, при выполнении требований к измерительным устройствам (например, квантованию), устраняется путем применения определенных способов обработки большого числа следующих друг за другом измерений.

При плохой погоде вследствие роста потерь на корону коррекция ΔP_k становится больше $\Delta P_{k,пор}$. Стабильное в течение определенного времени существование подобного положения является сигналом плохой погоды. В этом случае прекращает поступать P_{2m} с выхода модели, и эта величина начинает поступать в качестве суммы уравновешенного измерения P_2 и коррекции ΔP_k , в качестве которой используется математическое ожидание

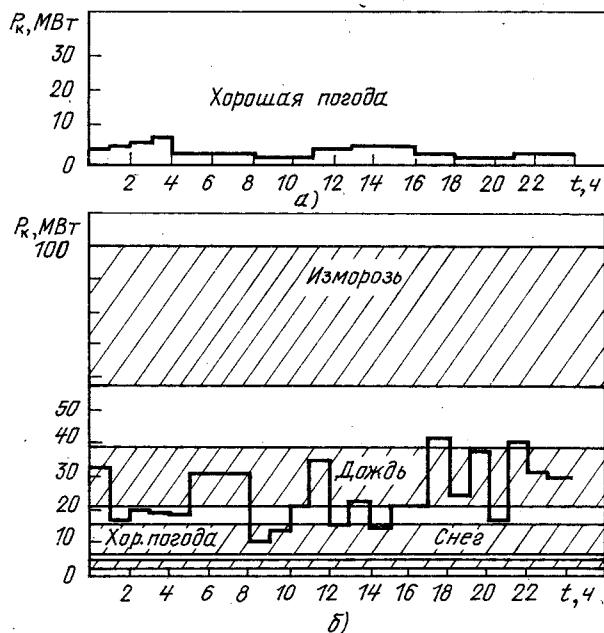


Рис. 7. Потери на корону в линии 750 кВ длиной 400 км, полученные в темпе реального времени с получасовыми осреднениями: а — в хорошую погоду; б — в дождь

величины, хранящейся в памяти:

$$P_2 = P_{2\text{изм}} + \bar{P}_k.$$

Затем по (11) определяют суммарные и удельные потери на корону, включив в них потери на корону при хорошей погоде, и с помощью (8) — константы для ввода параметров короны в модель оптимизации для вычисления оптимальных напряжений контрольных узлов электрической системы, напряжение которых регулируется примыкающими к ним генерирующими источниками с заданным долевым участием [2].

Алгоритм определения констант для учета потерь на корону приведен на рис. 6.

На рис. 7 приведены потери на корону с получасовыми осреднениями, полученные в темпе реального времени на линии 750 кВ в течение двух суток в хорошую и дождливую погоду.

Выводы. 1. Показаны способы учета потерь в агрегатах ГЭС, работающих в режиме синхронных компенсаторов.

2. Предложена форма учета в оптимизационной модели потерь на корону и алгоритм определения применяемых для этой цели констант в темпе реального времени.

3. Предложена система, обеспечивающая реальную возможность получения информации о потерях на корону и элементах ее описания на линиях электропередачи с помощью измерений электрических параметров режима.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методы оптимизации режимов энергосистем / В. М. Горнштейн, Б. П. Мирошниченко, А. В. Пономарев и др. — М.: Энергия, 1981.
2. Баркан Я. Д. Автоматизация режимов по напряжению и реактивной мощности. — М.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Руководящие указания по учету потерь на корону и помех от короны при выборе проводов воздушных линий электропередачи переменного тока 330—750 кВ и постоянного тока 800—1500 кВ. — М.: СЦНТИ ОРГРЭС, 1975.
4. Ферстер Э., Рени Б. Методы корреляционного и регрессионного анализа. — М.: Финансы и статистика, 1983.
5. Зицер М. М., Тамазов А. И. Измерение потерь мощности в линиях сверхвысокого напряжения. — Электричество, 1986.
6. Баркан Я. Д., Ланин А. М. Система для определения потерь на корону в сети сверхвысокого напряжения. — Рига: Латв. НИИ НТИ, 1991.

[27.06.90]

УДК 621.314.222.6:621.785.784.001.4

Учет старения изоляции в новой концепции приемочных испытаний высоковольтных силовых трансформаторов и аппаратов

ЛЕВИТ А. Г., ГРЕЧКО О. Н., ЩИПУНОВА Н. П.

Введение. Традиционно приемочные испытания проводятся на опытных (головных) образцах нового изделия или на изделиях установочной партии. Принято считать, что успешные результаты всех этих испытаний обеспечивают успешную эксплуатацию изделия в течение заданного срока при приемлемом уровне его надежности.

Сегодня обоснованность такого вывода представляется сомнительной по следующим соображениям:

в эксплуатации на высоковольтное оборудование, кроме ударных нагрузок (перенапряжений и сверхтоков), длительно воздействует ряд

рабочих факторов (напряжение, нагрев, статические механические нагрузки, вибрации, климатические факторы), подавляющая часть которых не моделируется в существующих приемочных испытаниях;

многолетний опыт эксплуатации в основном подтверждал технико-экономическую обоснованность указанного подхода, пока благодаря высоким уровням изоляции рабочий режим крайне слабо влиял на ее текущее состояние;

снижение уровней изоляции привело к тому, что, во-первых, рабочий режим стал активным фактором, существенно определяющим текущее состояние изоляции, а во-вторых, увеличилось

количество предельных перенапряжений, действующих на изоляцию в течение планового срока ее работы.

Кроме того, существующая система приемочных испытаний не позволяет количественно оценить показатели надежности изделия.

Новая концепция приемочных испытаний. Поскольку сегодня нет расчетных методов, позволяющих корректно учесть комплексное действие эксплуатационных факторов, предлагается новая концепция приемочных испытаний высоковольтных аппаратов и трансформаторов. Принципы методики такого испытания приведены в [1]. Основой этой концепции является длительный стационарный режим, воспроизводящий наиболее важные (с точки зрения износа элементов изделия) действующие факторы рабочего режима; часть из них — на повышенном уровне для ускорения испытания, остальные — на нормальном рабочем уровне. Периодически в ходе этого режима на объект испытания действуют ударные нагрузки, воспроизводящие наиболее опасные для данного объекта ударные воздействия эксплуатационного характера — главным образом перенапряжения и сверхтоки.

Такая структура испытания моделирует реальную ситуацию, когда периодически возникающие ударные нагрузки действуют на элементы объекта (в том числе — на его изоляцию), имеющие разную и возрастающую степень износа. Проведение такого испытания на достаточной по объему партии объектов дает информацию, позволяющую рассчитать статистически значимые оценки показателей надежности объекта в целом и/или его изоляции. Отметим, что испытание малой партии объектов (и даже одного объекта) дает гораздо больше эффективной информации о свойствах изделия, чем современные стандартные испытания.

Это испытание может проводиться также на конструктивных элементах изделия или физических моделях изделия и его частей. Оно не исключает проведения автономного испытания элементов изделия при воздействии какого-либо эксплуатационного фактора, если его включение в состав комплексного испытания нецелесообразно или технически сложно (например, испытание механики выключателей, КРУ, устройств регулирования напряжения трансформаторов, испытание внешней изоляции в загрязненном состоянии и т. д.).

Основы методики и программы комплексного испытания. Для разработки методики и программы необходимо выбрать способ ускорения, математическую модель ускорения, типы, количество и уровни ударных нагрузок и т. д. Очевидно, что все эти вопросы в той или иной степени взаимосвязаны.

Выбор способа ускорения. При выборе способа ускорения необходимо исходить из того, что:

а) для ускорения может быть использовано такое воздействие, которое ускоряет процесс старения потенциально наиболее слабых элементов изделия (и его изоляции) и не приводит к опас-

ному искажению условий работы прочих элементов;

б) ускорение испытания должно вызывать лишь увеличение скорости старения, но не изменение физико-химических механизмов этого процесса или механизмов возникновения и развития отказа по сравнению с нормальными условиями работы.

Особого внимания требует выбор количества одновременно действующих ускоряющих факторов. Известно, что чаще всего для ускорения используются напряжение или нагрев; в практически реализуемом диапазоне их значений обусловленные ими скорости старения изменяются монотонно. Влияние же частоты на скорость старения может быть неоднозначным [2].

Используя одновременно несколько ускоряющих факторов, теоретически можно ожидать сокращения общей длительности испытания. Но в этом случае на стадии предварительных исследований (см. следующий подраздел) потребуется определить форму и значения параметров $(n+1)$ -факторных математической и статистической моделей (n — число ускоряющих факторов), что существенно увеличит объем этого этапа работы при неизвестной степени ее практической эффективности. Мы считаем практически целесообразным ограничиваться одним ускоряющим фактором.

Математическая и статистическая модели. Чтобы связать между собой ускоряющий фактор (факторы) и выходную переменную испытания (например, время до отказа) в пределах изменения ускоряющего фактора (факторов) от рабочего до испытательного значения, необходимо знать форму и параметры соответствующей математической модели, а при испытании партии объектов с целью оценки также показателей надежности нужны и данные о форме статистической модели, связывающей между собой ускоряющий фактор (факторы), выходную переменную испытания и вероятность отказа; кроме того, нужны сведения об устойчивости последней модели в указанных выше пределах.

Для получения такой информации могут потребоваться специальные предварительные исследования и испытания. В этой связи следует подчеркнуть, что качество результатов комплексного испытания — при прочих равных условиях — однозначно определяется достоверностью данных о форме и значениях параметров математической и статистической моделей.

Ударные воздействия, критерии отказа. Выбор типов и параметров воспроизводимых в комплексном испытании ударных воздействий основывается на:

а) результатах анализа форм, длительностей, амплитуд и распределений во времени эксплуатационных ударных нагрузок;

б) конструктивных свойствах объекта испытания.

При определении количества воздействий вводятся следующие допущения:

вероятность отказа при ударных нагрузках быстро уменьшается со снижением амплитуд этих нагрузок;

последовательность предельных по амплитуде ударных нагрузок (перенапряжений, коротких замыканий и др.) можно рассматривать как пусковой поток редких событий [3, 4].

Выбор критерия (критерии) отказа опирается на пп. а и б, на данные эксплуатационной статистики о количестве и характере отказов изделий-аналогов, а также на информацию об исследованиях и заводских испытаниях последних.

Программа комплексного испытания. Планируемая длительность испытания объекта в длительном стационарном режиме (суммарная наработка в этом режиме) рассчитывается по полному проектному ресурсу изделия и коэффициенту ускорения и делится на интервалы случайной длительности. Количество интервалов, как правило, принимается равным числу воздействий той из воспроизводимых ударных нагрузок, для которой оно минимально.

Каждый интервал этого режима заканчивается приложением к объекту равной (или пропорциональной длительности интервала) части заданного количества каждой из всех воспроизводимых ударных нагрузок. Способ совмещения двух основных режимов комплексного испытания — длительного стационарного и ударного — определяется, с одной стороны, необходимостью достичь большей степени физической эквивалентности режимов испытания и эксплуатации, а с другой стороны, ограничениями технического характера. Испытание продолжается до достижения объектом заданного критерия отказа.

Технико-экономические аспекты комплексного испытания. К техническим особенностям испытания можно отнести:

потребность в комплексе испытательных установок, совместно работающих под управлением командно-информационной системы, которая также должна управлять разнообразными и многократными измерениями параметров режимов испытания и характеристик объектов, хранить и обрабатывать их результаты;

повышенные требования к испытательным установкам длительного действия в части их надежности, помехозащищенности, собственного уровня помех, энергопотребления, быстродействия защит и коммутационной аппаратуры.

На первый взгляд, комплексное испытание потребует больших затрат, чем проведение всех стандартных автономных испытаний (в частности, при прочих равных условиях — за счет большей длительности). Однако, если учесть действительную ценность информации, получаемой в результате комплексного испытания, и которую нельзя получить при стандартных испытаниях (в особенности информации о надежности, в том числе количественной), то можно ожидать, что эти затраты окупятся.

Экспериментальная проверка опытной методики комплексного испытания. В НИИПТ была разработана опытная методика комплексного испы-

тания, которая экспериментально проверялась на партии из 6 силовых трансформаторов 1600 кВ·А, $35 \pm 2 \times 2,5\% / 10$ кВ [5, 6].

Испытание проводилось на серийном испытательном оборудовании. В этом испытании воспроизвелись:

а) в длительном стационарном режиме — номинальное напряжение и перегрузка по току (ускоряющий фактор — нагрев) кратностью от 1,49 до 1,75. При этом расчетная температура наиболее нагретой точки обмоток составляла 148—185 °C; переменная кратность перегрузки обусловлена тем, что в этом испытании одновременно решались и другие исследовательские задачи;

б) в ударных режимах — стандартный срезанный грозовой импульс с амплитудой, равной 0,85 стандартного испытательного напряжения, и ударный ток трехфазного короткого замыкания с амплитудой, равной или близкой к амплитуде нормированного предельного ударного тока.

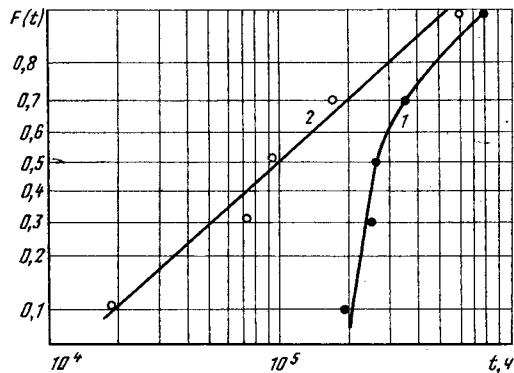
При полном проектном ресурсе 25 лет было принято число воздействий предельного ударного тока $N=6$ [3], а с учетом высокого уровня изоляции этих трансформаторов удельное число грозовых импульсов предельной амплитуды принято равным 1 в год.

Исходя из предположения о доминирующей роли термического износа витковой изоляции, в качестве математической модели ускорения было выбрано шестиградусное правило Минтзингера и базисная температура наиболее нагретой точки 98 °C [7]. Длительность интервалов стационарного режима (в долях относительного износа изоляции) определялась по таблице равномерно распределенных случайных чисел. Критерий отказа — пробой изоляции или разрушение обмоток.

В стационарном режиме трансформаторы соединялись попарно по схеме взаимной нагрузки, а в режиме короткого замыкания каждый трансформатор включался на сеть (фактические амплитуды ударных токов составили 0,9—0,95 нормированного предельного значения). В ходе испытания систематически контролировались параметры режимов и характеристики трансформаторов, в том числе состояние обмоток методом низковольтных импульсов.

Приведенная к температуре 98 °C суммарная наработка каждого из 5 трансформаторов, испытанных до отказа, составила от 22,5 до 87,7 лет, при этом они выдержали от 8 до 19 коротких замыканий и от 24 до 57 импульсов напряжения. Суммарная длительность испытания пары трансформаторов в стационарном режиме при расчетной температуре 148 °C составила 35 суток.

Разборка и осмотр отказавших трансформаторов показали, что причиной всех отказов было динамическое разрушение обмоток, обусловленное термическим износом бумажной витковой изоляции (средняя степень полимеризации бумаги в верхней части обмоток составила 200—400).



Статистическое распределение времени до отказа трансформатора (логарифмически нормальная бумага, время приведено к температуре наиболее нагретой точки 98 °C): 1 — опытное распределение; 2 — то же с параметром сдвига 177 800 ч (20,3 года); ●, ○ — опытные точки

Не наблюдалось накопления деформаций обмоток вплоть до отказа, незначительно изменились характеристики масла (кроме пробивного напряжения), а содержание CO₂ в масле к моменту отказа достигло 13—25 %. Получены данные для оценки показателей безотказности и долговечности трансформаторов; например, грубый — из-за малого количества трансформаторов — статистический анализ результатов испытания показал, что распределение величины времени до отказа — трехпараметрическое логарифмически нормальное, а точечные оценки таковы: параметр сдвига (минимальное гарантированное время безотказной работы) — 20,3 года, среднее значение полного ресурса — 35,8 года, медиана полного ресурса — 32 года (см. рисунок).

Испытания показали возможность получения опытных данных о кинетике импульсной прочности и ряда других характеристик изоляции, динамической стойкости трансформатора, т. е. информации диагностического характера. Так, содержание CO₂ выше 10 % указывает на близкий к пределу термический износ витковой изоляции.

Испытания в целом подтвердили принципиальную правильность опытной методики.

Выводы. 1. Существующая система стандартных приемочных испытаний высоковольтного оборудования не позволяет учитывать как старение изоляции, так и прочие эксплуатационные эффекты, обусловленные снижением уровня изоляции современного оборудования.

2. Новая концепция приемочных испытаний предусматривает проведение комплексного испытания, главными элементами которого являются:

длительный ускоренный режим — модель нормального рабочего режима;
периодически повторяющийся ударный режим, моделирующий основные эксплуатационные ударные нагрузки (главным образом — перенапряжения и сверхтоки), воздействующие каждый раз на изоляцию с разной и прогрессирующей степенью износа.

3. Проведение комплексного испытания на достаточной по объему партии объектов позволяет определить статистически значимые оценки показателей надежности изоляции и/или изделия в целом.

4. Комплексное испытание способно заменить стандартные приемочные испытания (изоляционные, нагрузочные, на динамическую устойчивость, на надежность и др.). С учетом объема и ценности информации об изделии, которую нельзя получить при стандартных испытаниях, можно ожидать, что затраты окупятся.

5. Экспериментальная проверка опытной методики комплексного испытания силовых трансформаторов 1600 кВ·А, 35/10 кВ подтвердила ее принципиальную правильность, а также эффективность такого испытания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левит А. Г., Гречко О. Н. Методика ресурсных испытаний силовых распределительных трансформаторов и основное испытательное оборудование для их проведения.— Междун. коллоквиум по высоковольтной испытательной технике, Ленинград, 1988, доклад 111-08 Д.

2. Balinski A. T., Bamji S. S., Densley R. G. The effect of frequency and temperature on water tree degradation of miniature XLPE cables.— IEEE Trans. on El. Insul., Aug. 1986, vol. El-21, N 4.

3. Цирель Я. А., Поляков В. С. Эксплуатация силовых трансформаторов на электростанциях и в электросетях.— Л.: Энергоатомиздат, 1985.

4. Барлоу Р., Прошан Ф. Статистическая теория надежности и испытания на безотказность.— М.: Наука, 1984.

5. Ресурсные испытания силовых распределительных трансформаторов / А. Г. Левит, О. Н. Гречко, Г. Г. Луненков и др.— В сб. трудов НИИПТ: Ресурсные испытания внутренней изоляции электрооборудования. Л., Энергоатомиздат, 1990.

6. Изменение характеристик изоляции силовых распределительных трансформаторов при ресурсных испытаниях / О. Н. Гречко, А. Г. Левит, Н. П. Щипунова и др.— В сб. трудов НИИПТ: Ресурсные испытания внутренней изоляции электрооборудования. Л., Энергоатомиздат, 1990.

{02.08.90}

Оптимизация конструкции концевой изоляции обмоток высоковольтных трансформаторов

ДАНИШИНА А. А., МОРОЗОВА Т. И., САВЧЕНКО А. И.

Опыт освоения конструкций силовых трансформаторов на сверхвысокие напряжения, где наибольшим воздействиям подвергалась изоляция края обмоток, показал, что не все факторы, определяющие электрическую прочность данного узла, изучены в полной мере, и дальнейшее совершенствование конструкции может происходить только при условии дальнейших исследований в этой области.

Предварительный анализ возможности оптимизации конструкции концевой изоляции обмоток показал, что повышение ее электрической прочности без увеличения размеров изоляционных промежутков возможно только путем применения дополнительных формованных барьеров, устанавливаемых в наиболее напряженных зонах изоляционного узла.

Для экспериментальной проверки этих предположений были разработаны четыре варианта конструкции изоляции края обмотки. При проработке этих вариантов за основу были приняты апробированные методы совершенствования

маслобарьерной изоляции, базирующиеся на том, что электрическая прочность изоляции этого типа определяется электрической прочностью наиболее нагруженного масляного канала, которая, в свою очередь, существенно зависит от его ширины.

При разработке возможных вариантов выполнения концевой изоляции учитывались требования, предъявляемые к реальной конструкции, например, необходимость обеспечения эффективного отвода теплового потока от обмотки, технологичность принимаемых решений и др. Отобранные для более глубокого изучения варианты конструкции изоляции показаны на рис. 1.

Рассмотрим особенности каждого варианта. Вариант 1 — это классическая конструкция концевой изоляции с формованной угловой шайбой (УШ), обеспечивающей с внутренней стороны обмотки равномерный малый размер масляного канала у закругления емкостного кольца (ЕК). Этот вариант принят за исходный для сравнения.

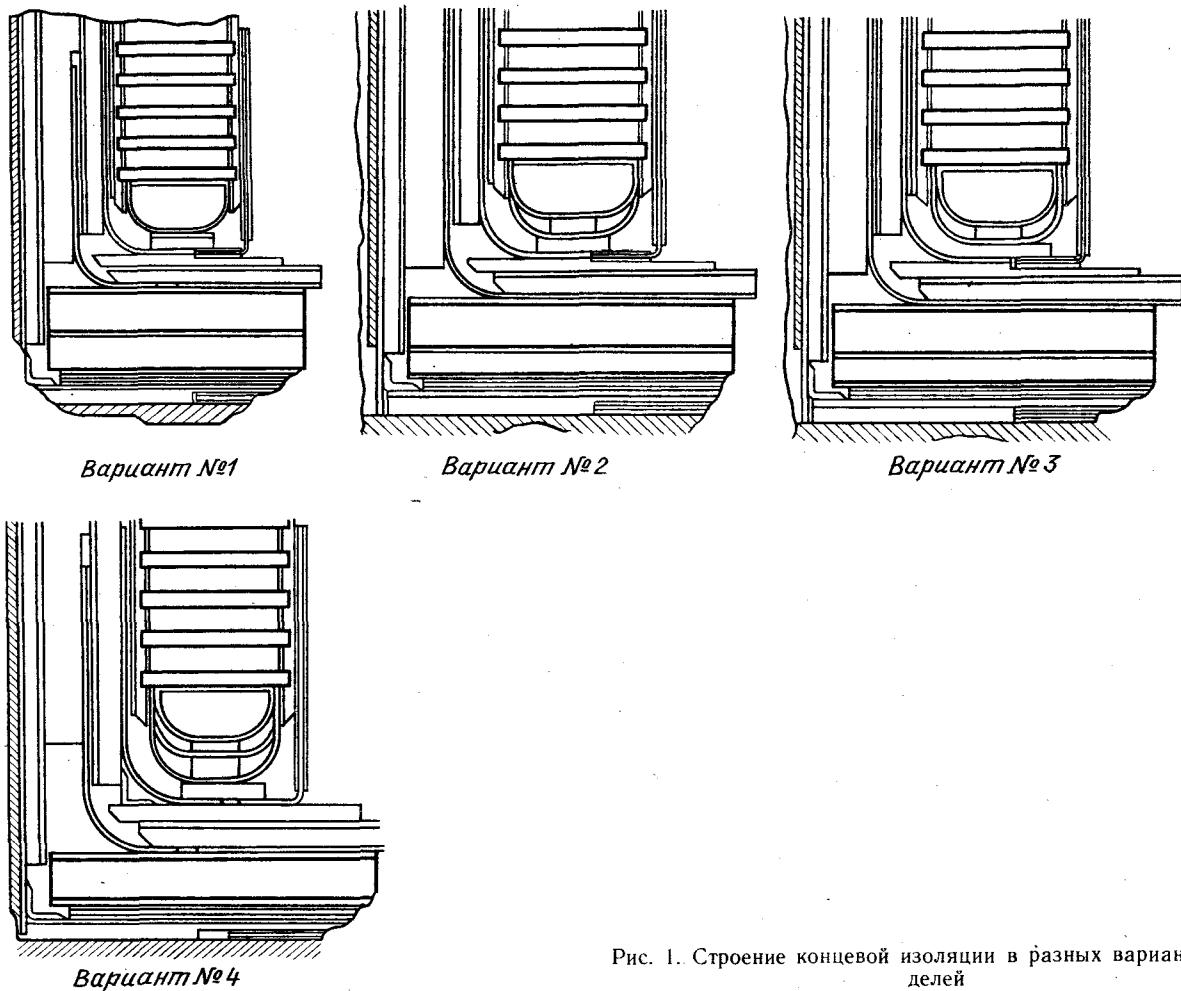


Рис. 1. Строение концевой изоляции в разных вариантах моделей

Масляный канал увеличенного размера, необходимый для охлаждения обмотки, расположен под серединой емкостного кольца, где напряженность электрического поля минимальна.

Уступ по металлу между внутренним краем емкостного кольца и углом первой катушки обмотки обеспечивает необходимый для сборки обмотки посадочный зазор, равный 2 мм. Изоляция емкостного кольца и катушек обмотки расположена на одной образующей.

Исходя из данных [1, 2] можно показать, что в классической конструкции изоляции края обмотки зона минимальной электрической прочности располагается либо в масляном канале у закругления ЕК, либо над серединой емкостного кольца. Отсюда следует, что мероприятия по упрочнению концевой изоляции должны касаться в первую очередь этих двух зон.

В варианте 2 конструкции повышение электрической прочности концевой изоляции достигается путем установки на закругленной части ЕК дополнительного формованного барьера в виде шайбы швеллерного сечения (ШШ). Этот барьер делит охлаждающий канал у ЕК на два канала. Первый из них располагается внутри ШШ непосредственно у ЕК. Так как ЕК не нуждается в охлаждении, первый канал может быть любого минимального размера, выбираемого только из условия обеспечения более высокой электрической прочности. Введение дополнительного барьера (ШШ) позволяет отодвинуть охлаждающий канал у закругления ЕК и увеличенный охлаждающий канал над серединой ЕК в зону меньшей напряженности, которая снижается по мере удаления от ЕК из-за неравномерности электрического поля в этом месте. При этом оба указанных выше канала становятся безэлектродными, что согласно [1] увеличивает их электрическую прочность.

В варианте 3 конструкции в отличие от варианта 2 дополнительный барьер закрывает не только участок ЕК в зоне закругления, но и поверхность ЕК по всей его высоте. Расчетное повышение прочности в варианте 3 по сравнению с вариантом 1 составляет согласно [1, 2] не менее 20 %. Однако применение дополнительного барьера такой формы влечет за собой необходимость увеличения уступа между ЕК и углом первой катушки, что, в свою очередь, неизбежно ведет к повышению напряженности возле угла первой катушки и снижению электрической прочности изоляции в этом месте примерно на 10 %. Таким образом, предварительные оценки говорят о том, что использование этого варианта конструкции может дать определенный эффект.

В варианте 4 применена комбинация из двух формованных барьеров. Эта конструкция в основном предполагает дополнительное увеличение прочности масляного канала над серединой ЕК.

Окончательный выбор приоритета среди рассмотренных вариантов конструкции концевой изоляции сделан по результатам испытания моделей при высоком напряжении. Предварительно

была проведена сравнительная расчетная оценка электрической прочности, которая выполнялась в два этапа: на первом рассчитывалось электрическое поле и определялись воздействующие напряженности во всех масляных каналах, на втором определялось минимальное пробивное напряжение изоляции края обмотки с помощью зависимости минимальной пробивной напряженности масляного канала от его ширины [1, 2].

Для расчета электрического поля был применен пакет программ ТОПАЗ, разработанный Сибирским отделением АН СССР [3]. При расчете электрического поля и электрической прочности все размеры моделей и изоляции принимались равными номинальным, учитывалась осевая симметрия моделей, неоднородность диэлектрика, т. е. наличие барьера, угловых шайб. Для определения положения точки, в которой рассчитывалась напряженность электрического поля, использовались две координаты: угол α относительно горизонтальной оси и радиус R — расстояние от центра закругления ЕК до рассматриваемой точки (рис. 2). На рис. 3 приведены расчетные значения напряженностей в наиболее напряженном масляном канале в функции угла α , а на рис. 4 — расчетные значения минимальных пробивных напряжений моделей при воздействии промышленной частоты. Необходимо обратить внимание, что в данном случае термин «минимальное пробивное напряжение модели» соответствует приложенному к модели напряжению, при котором происходит пробой одного из масляных каналов, т. е. возникает частичный разряд (ЧР) с кажущимся зарядом $10^{-8} \div 10^{-7}$ Кл [1]. Значение этого напряжения может не совпадать с напряжением полного пробоя изоляции модели. Минимальные расчетные значения пробивного напряжения изоляции края обмотки при 50 Гц приведены в табл. 1.

В варианте 1 наибольшие напряженности в первом масляном канале имеют место у закругления ЕК в секторе, определяемом углом α , равным $0 \div 75^\circ$, минимум напряженности соответствует углу $\alpha = 130^\circ$. Расчетная кривая минимальных значений пробивных напряжений (рис. 4) имеет минимум в зоне наибольших напряженностей при $\alpha = 40 \div 50^\circ$ и соответствует $U_{\min, \text{пр}} =$

Таблица 1

Вариант конструкции	$U, \text{ кВ}$	Место возникновения частичного разряда
1	320 335	Канал у ЕК, $\alpha = 0 \div 75^\circ$, канал над серединой ЕК
2	320 456	Канал у ЕК, $\alpha = 0 \div 20^\circ$, канал над серединой ЕК
3 (уступ 5 мм)	370	Канал у угла 1-й катушки
3а (уступ 2 мм)	390	Канал у угла 1-й катушки
4 (уступ 5 мм)	370	Канал у угла 1-й катушки

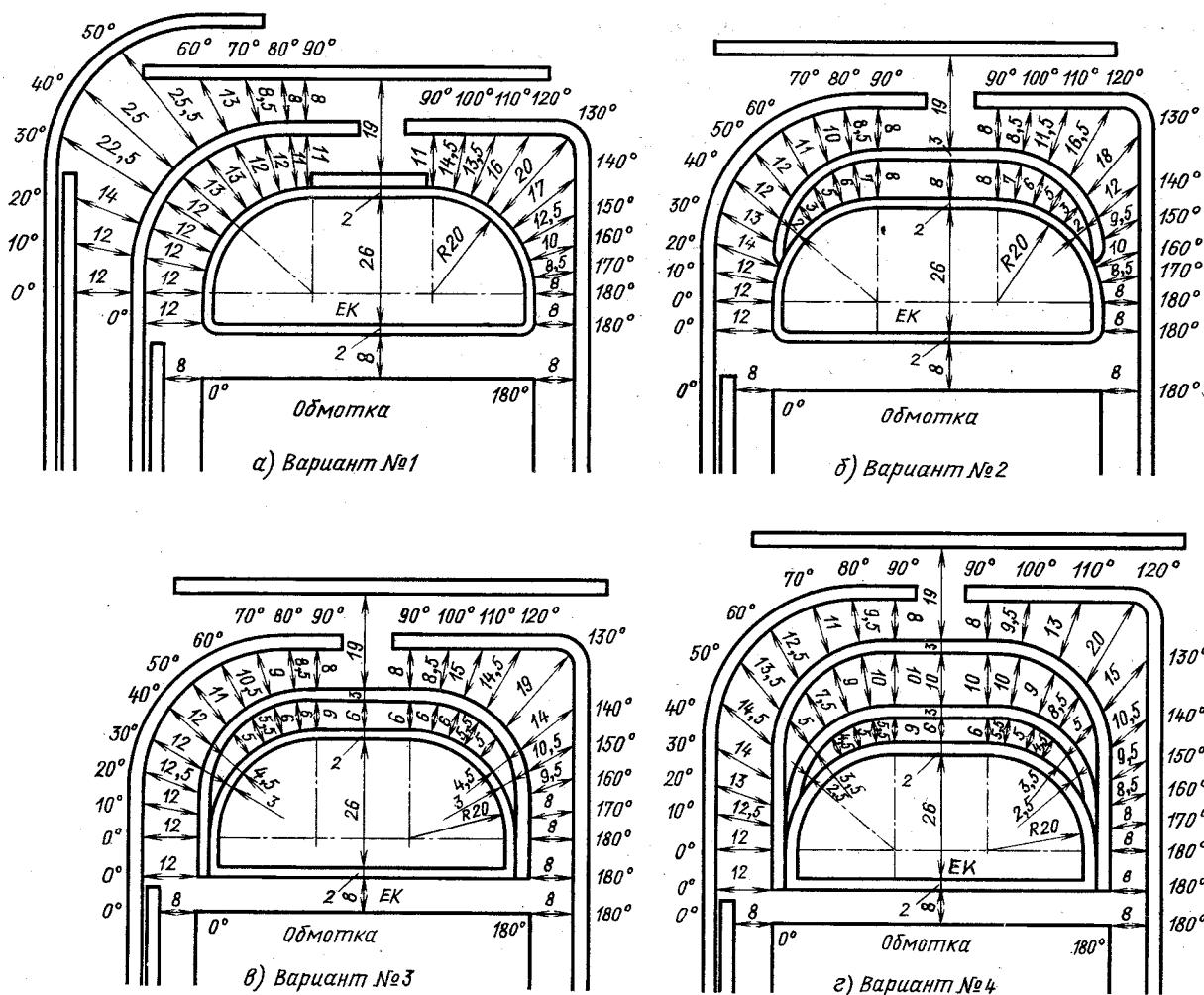


Рис. 2. Размеры масляных каналов в концевой изоляции моделей между емкостным кольцом, обмоткой и изоляционными деталями

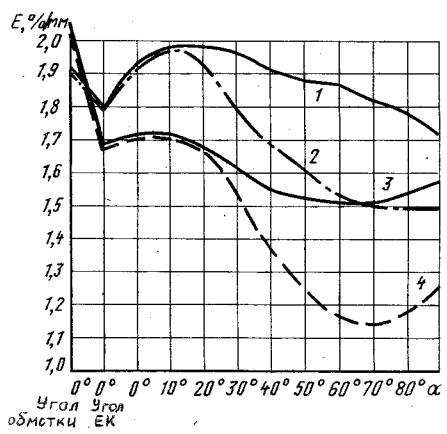


Рис. 3. Зависимости расчетных напряженностей в масляном канале от угла α (см. рис. 2): 1 — модель варианта 1; 2 — варианта 2; 3 — варианта 3; 4 — варианта 4

=320 кВ. Пробой канала над серединой ЕК может произойти при напряжении 335 кВ.

После установки дополнительного формованного барьера над закругленной частью ЕК (вариант 2) местом наибольших напряженостей

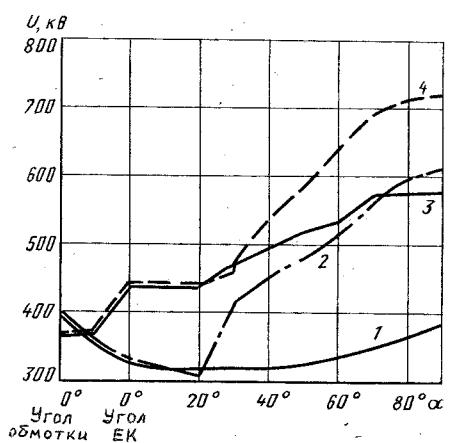


Рис. 4. Зависимости расчетных пробивных напряжений промышленной частоты в масляном канале от угла α : 1 — модель варианта 1; 2 — варианта 2; 3 — варианта 3; 4 — варианта 4

стал масляный канал между ЕК и дополнительным барьером. Однако этот канал очень мал и имеет высокую электрическую прочность.

В канале, подводящем масло, в секторах, определяемых углом $\alpha=0-20$ и $160-180^\circ$, на-

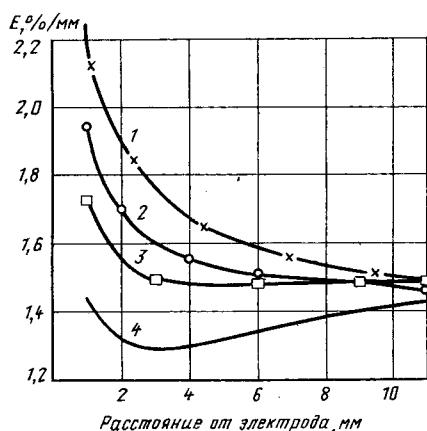


Рис. 5. Напряженности на углах ЕК и 1-й катушки при различных размерах уступа между ними: 1 — угол катушки, 0° , уступ 5 мм; 2 — угол катушки, 0° , уступ 2 мм; 3 — угол ЕК, 0° , уступ 2 мм; 4 — угол ЕК, 0° , уступ 5 мм

прожженность и пробивное напряжение остались практически такими же, как в варианте 1, минимальное значение $U_{\min. \text{пр}}$ для этой зоны равно 320 кВ. Электрическая прочность канала над серединой ЕК при этом существенно возросла: $U_{\min. \text{пр}}$ увеличилось с 335 до 456 кВ. Применение дополнительного формованного барьера, закрывающего все емкостное кольцо (вариант 3), привело к образованию уступа между углом ЕК и первой катушкой. Номинальный размер уступа: по изоляции — 3 мм, по металлу — 5 мм. Наличие уступа явилось причиной возрастания напряженности у угла первой катушки, и эта зона стала определять электрическую прочность всей конструкции, расчетное минимальное пробивное напряжение в этом случае составляет 370 кВ. Для количественной оценки влияния размеров уступа на электрическую прочность были выполнены более подробные расчеты электрического поля у углов емкостного кольца и первой катушки, результаты этих расчетов представлены на рис. 5. Очевидно, что увеличение уступа существенно влияет на электрическое поле у углов катушки и ЕК и приводит к росту максимальной и средней напряженностей в масляном канале, что приводит к снижению электрической прочности.

С учетом этих результатов в программу исследований был включен вариант конструкции За, который отличается от варианта З уменьшенным до 2 мм уступом ЕК — первая катушка. Минимальное расчетное пробивное напряжение для этого варианта оказалось равным 390 кВ.

По расчетной минимальной электрической прочности вариант 4 оказался идентичным варианту 3. Это объясняется тем, что для обоих вариантов местом, определяющим прочность изоляции, является угол первой катушки.

Таким образом, анализ эффективности применения дополнительных формованных барьеров в концевой изоляции на основе расчетной оценки электрической прочности показал, что оптимальной конструкцией может быть признана кон-

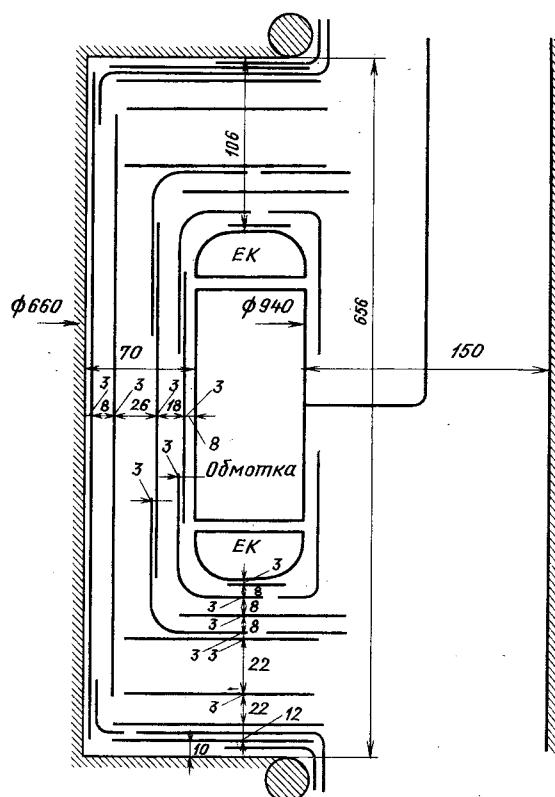


Рис. 6. Общий вид модели

струкция изоляции варианта 3а. Проблема уменьшения уступа между ЕК и первой катушкой может быть решена путем применения изоляционного заполнителя на катушке. Это вывод был проверен путем испытания моделей на высоком напряжении.

Модели изоляции всех рассмотренных вариантов конструкции края обмотки были испытаны при одноминутном воздействии напряжения промышленной частоты. Конструкции вариантов 1 и 3 испытывались также при воздействии полного грозового импульса.

Общий вид модели изоляции представлен на рис. 6. Перед испытанием модели подвергались сушке и пропитке по нормативам, принятым для обработки изоляции трансформаторов классов напряжения 500—750 кВ.

В связи с тем, что в процессе испытаний необходимо было определить значение повреждающего напряжения, т. е. напряжения, при котором возникают частичные разряды интенсивностью 10^{-7} — 10^{-8} Кл, а также место их возникновения, особое внимание уделялось методике измерения ЧР и подавлению помех. Применились два метода — электрический и ультразвуковой. На рис. 7 показана измерительная электрическая схема установки, применявшейся при испытаниях. Как правило, удавалось прекратить испытания при фиксации ЧР с кажущимся зарядом примерно $1 \cdot 10^{-7}$ Кл и обнаружить при разборке место их возникновения. В табл. 2 приведены результаты испытания моделей при однominутном воздействии напряжения 50 Гц. Результаты испытания моделей практически под-

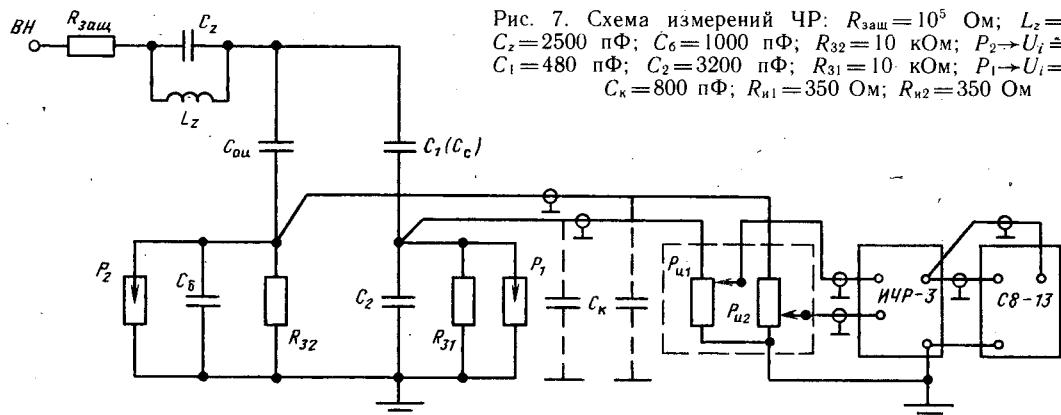


Рис. 7. Схема измерений ЧР: $R_{заш} = 10^5$ Ом; $L_z = 1$ мГн; $C_0u = 2500$ пФ; $C_1 = 1000$ пФ; $R_{32} = 10$ кОм; $P_2 \rightarrow U_i = 200$ В; $C_2 = 480$ пФ; $C_3 = 3200$ пФ; $R_{31} = 10$ кОм; $P_1 \rightarrow U_i = 200$ В; $C_k = 800$ пФ; $R_{u1} = 350$ Ом; $R_{u2} = 350$ Ом

Таблица 2

Вариант конструкции изоляции края	Число опытов	Характеристики масла		Среднее значение повреждающего напряжения $U_{повр}$, кВ	Интенсивность ЧР при $U_{повр}$, Кл	Место возникновения повреждающих ЧР
		$U_{пр}$, кВ	Влагосодержание, г/т			
1, уступ 2 мм	7	80—90,0	7,5—9,0	358 ± 5 %	$8 \cdot 10^{-9} \div 2 \cdot 10^{-8}$	Масляный канал у ЕК: а) сектор $\alpha = 40 \div 65^\circ$; б) над серединой ЕК
2, уступ 2 мм	4	85—90,0	7,8—8,0	410 ± 7 %	$6 \cdot 10^{-9} \div 2 \cdot 10^{-8}$	Масляный канал у ЕК, сектор $\alpha = 0 \div 10^\circ$
3, уступ 6—7 мм	4	80—85	7,0—8,0	390 ± 3 %	$1,5 \div 2,0 \cdot 10^{-8}$	Масляный канал у угла первой катушки
3а, уступ 2 мм	6	80—90	6,0—8,0	438 ± 5 %	$9,0 \cdot 10^{-9} \div 2 \cdot 10^{-8}$	Масляный канал у угла первой катушки
4, уступ 6—7 мм	6	87—90	7,0—8,5	365 ± 3 %	$1,0 \div 3,0 \cdot 10^{-8}$	Масляный канал у угла первой катушки

Таблица 3

Вариант конструкции изоляции	Число опытов	Характеристики масла		Среднее значение пробивного напряжения, кВ	Место возникновения ЧР
		$U_{пр}$, кВ	Влагосодержание, г/т		
1, уступ 2 мм	5	80—85	8,0	959	Масляный канал ЕК—VIII, $\alpha = 45^\circ$
3а, уступ 3 мм	6	80—85	8,0	1050	Угол первой катушки

тврдили выводы, сделанные на основе расчетной оценки электрической прочности изоляции края обмотки вариантов [1—4]. Электрическая прочность конструкции изоляции варианта За оказалась выше, чем варианта 1, приблизительно на 28 %.

Модели базовой (вариант 1) и перспективной (вариант За) конструкций были испытаны также при воздействии полного грозового импульса. Результаты испытаний приведены в табл. 3.

Необходимо отметить, что большинство моделей варианта За не были доведены до повреждения из-за ограничений, определяемых импульсной прочностью ввода, используемого для испытаний.

Выводы. 1. Применение дополнительных формованных барьеров на емкостном кольце позволяет повысить электрическую прочность концевой изоляции на 15—22 % без изменения размеров изоляционных промежутков до стержня, ярма и бака.

2. Оптимальной конструкцией изоляции края обмотки является конструкция варианта За с

дополнительным формованным барьером, закрывающим полностью емкостное кольцо, при обеспечении уступа между ЕК и первой катушкой не более 2,5 мм.

3. Существенное влияние на электрическую прочность конструкции концевой изоляции оказывает размер уступа между углом первой катушки и емкостного кольца. Увеличение этого уступа с 0 до 6 мм приводит к снижению электрической прочности до 15 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Панов А. В., Морозова Т. И. Вопросы трансформаторостроения.— Труды ВЭИ, 1969, вып. 79.
- Савченко А. И. Влияние конструктивных параметров на электрическое поле края высоковольтной обмотки трансформатора.— Электротехника, 1978, № 4.
- Иванов В. Я. Руководство к пользованию пакетом прикладных программ для задач электро-магнитостатики и электронной оптики.— Новосибирск — Москва: Вычислительный центр СО АН СССР, Институт прикладной математики, 1979.

[27.06.90]

Хроматографический метод диагностики высоковольтных импульсных конденсаторов при их производстве

АРАКЕЛЯН В. Г., ДАРЬЯН Л. А., ЛОХАНИН А. К.

Одним из путей повышения работоспособности высоковольтных импульсных конденсаторов (ВИК) является отбраковка потенциально ненадежных изделий при приемо-сдаточных испытаниях.

В практике отечественного импульсного конденсаторостроения наибольшее применение нашел метод оценки состояния ВИК, основанный на испытании повышенным постоянным напряжением, равным $(1,3 \div 1,5) U_{\text{ном}}$, и 10—20 циклами «заряд — разряд» [1]. При этом критерием отбраковки конденсаторов является резкое увеличение $\tan \delta$ или пробой секции, обнаруживаемый по факту изменения емкости. Однако, как показывает опыт, этот метод не обеспечивает достаточно надежного контроля состояния изоляции ВИК. Объясняется это главным образом тем, что в этом случае не фиксируются частичные повреждения изоляции. Для повышения эффективности диагностики ВИК необходимо разработать метод, основанный на измерении величин, характеризующих состояние изоляции, ее ресурс.

Процессы, приводящие к выходу из строя изоляции ВИК, связаны с химическими, тепловыми, механическими и электрическими воздействиями. Конечным результатом указанных воздействий на изоляционную конструкцию является изменение структуры диэлектрика, его свойств, появление продуктов разложения, в том числе и газообразных.

На основе анализа газообразных продуктов разложения (ГПР) изоляции, растворенных в масле, разработаны и успешно применяются методики диагностики маслонаполненного трансформаторного оборудования [2]. Особым достоинством этих методик является высокая чувствительность и возможность идентификации повреждений различного характера, а также возможность контроля без вывода из работы проверяемого оборудования. Несмотря на столь важные достоинства, метод диагностики, основанный на хроматографическом анализе ГПР, растворенных в масле, в силовом конденсаторостроении не применен.

Целью настоящей работы явились исследование возможности применения и разработка метода диагностики ВИК при приемо-сдаточных испытаниях на основе хроматографического анализа ГПР, растворенных в масле.

Поскольку конденсатор как объект диагностики существенно отличается от трансформатора, встает принципиальный вопрос о возможности применения метода газовой хроматографии для оценки его состояния. Специфика ВИК (плотная компоновка, малое количество масла, сложность с пробоотбором и т. п.) такова, что метод может быть применен к конденсаторам

только в том случае, если ГПР, выделяющиеся в любой точке конденсатора, за достаточно короткое время растворяются и более или менее равномерно распределяются по объему.

При малых энергиях воздействия возникающие газообразные компоненты растворены в масле. При скорости газообразования больше, чем скорость растворения, ГПР начинают выделяться в виде газовой фазы (пузырьков). Зависимость времени растворения газового включения в касторовом масле (как основной изоляционной жидкости, применяемой в импульсном конденсаторостроении) от диаметра описывается эмпирическим выражением [3]:

$$t = 0,0013d, \quad (1)$$

где t — время растворения газового включения, с; d — диаметр включения, мкм.

Если учесть, что в реальных конденсаторах толщина масляных прослоек, ограничивающих диаметр включения, может колебаться от десятых долей до нескольких микрон, то время растворения газовых включений не будет превышать секунды.

Распределение продуктов разложения изоляции по объему конденсатора исследовалось экспериментально. Исследования проводились при отсутствии рабочих воздействий и при воздействии трех форм напряжения — колебательного, периодического и апериодического импульса.

В первом случае ацетилен и водород, принятые в качестве диффузантов, как наиболее характерные газы, образующиеся при разложении изоляционной системы, растворялись в 10 мл касторового масла и вводились через дно конденсатора в точке, наиболее удаленной от пробоотборного отверстия. В остальных случаях в этом же месте создавался дефект путем прокалывания одной из секций иглой со стороны торца. Испытательное напряжение составляло 50 % номинального (испытаниям подвергались конденсаторы типа ИК100-0,4, рассчитанные на напряжение 100 кВ).

В табл. 1 приведены экспериментальные данные, показывающие динамику изменения концентрации газов в «поврежденных» конденсаторах. Из приведенных данных видно, что при эксплуатационных воздействиях распределение ГПР по объему конденсатора происходит практически без запаздывания во времени, достигая скорости увеличения концентрации от 100 до 1000 мкл/л за импульс. Указанное обстоятельство свидетельствует об имеющих место в конденсаторах условиях для интенсивного перемешивания. Можно предположить, что перемешивание связано, по-видимому, прежде всего с вибрацией обкладок, возникающей под действием переменного или импульсного напряжения. Возможно, не последнюю роль играют электроконвективные потоки,

Таблица 1

Результаты хроматографического анализа проб касторового масла, отобранных из дефектных конденсаторов

Режим	Число циклов	Концентрация газов, мкл/л						
		H ₂	CH ₄	CO	CO ₂	C ₂ H ₄	C ₂ H ₆	C ₂ H ₂
Колебательный	5	334	27	114	175	113	80	376
	10	1519	527	866	371	3054	158	12 349
	15	4024	782	1408	454	4237	195	15 885
Периодический	3	565	116	255	182	725	69	2 295
	6	1040	138	554	292	1561	143	3 948
Апериодический	10	685	94	155	177	446	82	824

имеющие место при постоянном напряжении. При отсутствии воздействия напряжения распределение газов по объему конденсатора происходит крайне медленно (десятки часов).

Таким образом, эксперименты показали, что распределение ГПР по объекту конденсатора при импульсных воздействиях происходит практически без задержки. Благодаря этому становится возможным применение метода анализа газообразных продуктов разложения изоляции для оперативного контроля состояния ВИК.

Для выявления критериев диагностики необходимо было исследовать состав ГПР в процессе старения конденсаторного диэлектрика при воздействии частичных разрядов (ЧР), нагреве и кавитации, а также установить связь между характеристиками газообразования с одной стороны, и энергетического воздействия — с другой.

Измерение интегральных характеристик ЧР производилось на установке и по методике, описанной в [4].

Для изучения газообразования при воздействии ЧР были разработаны и изготовлены два типа испытательных ячеек: испытательная ячейка с чисто масляным промежутком [5] — для изучения продуктов разложения только жидкой фазы изоляции, и испытательная ячейка с конденсаторной секцией (рис. 1) — для изучения продуктов разложения комбинированной изоляции. Оба типа ячеек являются одновременно устройством для ввода пробы жидкости в хроматограф, обеспечивают перемешивание жидкости с целью растворения и равномерного распределения ГПР по объему, а также компенсируют объем пробы жидкости, уходящей на анализ. Благодаря этому исключается потеря газов. Объем ячеек позволяет выполнить до 10 анализов при каждом эксперименте.

Исследованиям подвергались различные типы касторовых масел и трансформаторное масло (для сравнения). Анализ экспериментальных данных показал, что в испытательной ячейке с конденсаторной секцией при интенсивности ЧР (2—6) $\times 10^{-11}$ Кл, основным газообразным продуктом разложения является водород. Кроме того, образуется небольшое количество метана. По мере увеличения интенсивности ЧР увеличивается доля углеводородных газов. Следует отметить, что спектр выделяющихся газов для трансформаторного и касторового масел при критических ЧР идентичен, несмотря на существенные различия в

химическом строении: это водород, окись и двуокись углерода и углеводороды группы C₁, C₂, C₃ включительно.

Для оценки интенсивности ЧР по аналогии со схемами диагностики трансформаторов, использованы отношения концентраций характерных пар газов, а именно: CH₄/H₂, C₂H₄/CH₄, C₂H₆/CH₄, C₂H₂/C₂H₄, C₂H₆/C₂H₂, C₂H₄/C₂H₆. В табл. 2 по результатам 6—8 замеров сведены значения отношений концентраций газов, характерных для критических ЧР.

Проведенные эксперименты показали, что при увеличении интенсивности ЧР резко увеличивается доля углеводородных газов и прежде всего ацетилена. Искрение или дуга вызывает скачкообразное увеличение этого компонента. Это обстоятельство является решающим при идентификации дефектов в импульсных конденсаторах при ограниченном количестве воздействий.

На основании исследований установлено, что развитие дефекта в изоляции характеризуется увеличением отношения концентраций C₂H₂/C₂H₄, C₂H₄/C₂H₆ и уменьшением отношения C₂H₆/C₂H₂,

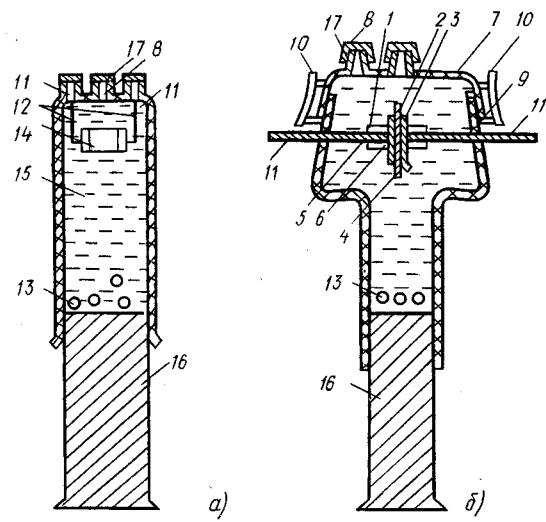


Рис. 1. Схемы испытательных ячеек с чисто масляным промежутком (а) и с конденсаторной секцией (б): 1 — высоковольтный электрод; 2 — фольга специальной конфигурации — «звездочка»; 3 — низковольтный электрод; 4 — стеклянный экран; 5 — паз; 6 — пружина; 7 — крышка; 8 — штуцер; 9 — корпус; 10 — резиновые стяжки; 11 — выводы; 12 — вкладные контакты; 13 — стеклянные шарики; 14 — конденсаторная секция; 15 — испытуемая жидкость; 16 — поршень; 17 — насадочная головка

Таблица 2

Отношение концентраций характерных пар газов, выделяющихся в изоляционных жидкостях под действием критических ЧР $(3-7) \cdot 10^{-10}$ Кл в испытательных ячейках с конденсаторной секцией (1) и чисто масляным промежутком (2)

Изоляционная жидкость	Тип ячейки	$\frac{\text{CH}_4}{\text{H}_2}$	$\frac{\text{C}_2\text{H}_4}{\text{CH}_4}$	$\frac{\text{C}_2\text{H}_6}{\text{CH}_4}$	$\frac{\text{C}_2\text{H}_2}{\text{C}_2\text{H}_4}$	$\frac{\text{C}_2\text{H}_6}{\text{C}_2\text{H}_2}$	$\frac{\text{C}_2\text{H}_4}{\text{C}_2\text{H}_6}$
Отечественное техническое касторовое масло	1	0,19	0,14	0,35	2,30	0,40	1,13
	2	0,25	0,51	0,42	1,70	0,49	1,28
Индийское медицинское касторовое масло	1	—	—	—	—	—	—
	2	0,21	0,59	0,22	2,29	0,15	2,36
Трансформаторное масло	1	0,15	0,14	0,23	2,28	0,72	0,60
	2	0,13	0,68	0,19	2,44	0,12	5,56

Таблица 3

№ конденсаторов	Концентрация компонентов, мкг/л							Срок службы, импульс
	H_2	CH_4	CO	CO_2	C_2H_4	C_2H_6	C_2H_2	
1	1,3	1,8	49,2	147,8	1,4	19,4	0	4 240
2	0	1,2	38,5	106,9	0,6	18,4	0	4 600
3	1,3	1,3	36,4	119,0	1,0	20,0	0	10 980
4	151,9	18,9	556,3	88,0	49,8	17,0	61,5	400
5	4,8	1,9	32,8	126,9	16,7	17,9	0	25 790
6	2,2	0,9	32,1	121,1	1,0	19,6	0	16 680
7	8,8	1,7	46,4	202,9	0	16,9	0	18 200
8	1,1	1,6	26,7	293,2	1,3	18,3	0	87 800
9	298,8	80,0	114,0	351,6	277,8	109,1	574,2	103
10	0	0	30,9	213,6	1,9	74,7	0	32 640
11	8,2	1,6	90,0	100,1	2,4	47,1	0	53 380
12	40,0	18,7	43,1	139,9	6,8	49,5	13,2	1 440
13	2,6	7,1	57,8	233,0	5,1	65,2	2,9	2 800

т. е. опережающим ростом концентрации непредельных, особенно ацетилена.

Обобщая полученные результаты с результатами исследования разложения касторовых масел различных производителей под действием тепла и кавитации [5], можно констатировать, что при совместном действии ЧР и тепла отношения CH_4/H_2 , $\text{C}_2\text{H}_4/\text{CH}_4$, $\text{C}_2\text{H}_2/\text{CH}_4$, $\text{C}_2\text{H}_4/\text{C}_2\text{H}_6$ будут уменьшаться, а отношения $\text{C}_2\text{H}_6/\text{CH}_4$ и $\text{C}_2\text{H}_6/\text{C}_2\text{H}_2$ будут увеличиваться по сравнению со случаем, когда разложение касторового масла происходит только под действием критических ЧР.

Количественное определение критериев диагностики проводилось на основании приемо-сдаточных и ресурсных испытаний партии ВИК.

Анализ проб¹ касторового масла, отобранных из партии в 13 конденсаторов после приемо-сдаточных испытаний, проведенных по принятой заводами-изготовителями методике, показал, что в четырех конденсаторах образовался ацетилен в различных количествах. Результаты хроматографического анализа для конденсаторов типа ИК 100-0,4 приведены в табл. 3.

В дальнейшем ресурсные испытания показали, что конденсаторы, в которых обнаружен ацетилен, являются потенциально ненадежными: они проработали менее 10 % предписанного ресурса.

Обработка приведенных в табл. 3 данных показывает, что между концентрацией ацетилена, образовавшегося после приемо-сдаточных испы-

¹ Пробоотбор осуществляется из заливочного отверстия конденсатора при помощи стеклянных медицинских шприцев объемом 10 мл.

таний конденсаторов типа ИК 100-0,4, и сроком службы этих конденсаторов существует эмпирическая зависимость:

$$N_{\text{ср}} = 6,2 \cdot 10^3 \cdot C_{\text{C}_2\text{H}_2}^{-0,64} \quad (2)$$

где $N_{\text{ср}}$ — среднее число импульсов до пробоя конденсатора; $C_{\text{C}_2\text{H}_2}$ — концентрация ацетилена, мкг/л.

Таким образом, обнаружение ацетилена в конденсаторе после приемо-сдаточных испытаний является показателем, характеризующим его потенциальную ненадежность, а количество ацетилена — характеристикой степени износа изоляции.

Оценка параметров надежности для партии ВИК из 13 штук, прошедших приемо-сдаточные испытания, и из 9 штук (после отбраковки конденсаторов, в которых обнаружен ацетилен), проводилась на основе использования наиболее широко применяемого в таких случаях распределения Вейбулла.

На рис. 2 показано распределение сроков службы конденсаторов типа ИК 100-0,4 до отбраковки (1) и после отбраковки (2) предложенным методом. Оценка параметров распределения Вейбулла производилась в соответствии с ГОСТ 11.007—75. Как видно из рис. 2 после отбраковки потенциально ненадежных конденсаторов распределение Вейбулла становится усеченным в области малых сроков службы. Практически это означает, что для конденсаторов, прошедших отбраковку, отсутствует участок приработки, что проиллюстрировано на рис. 3.

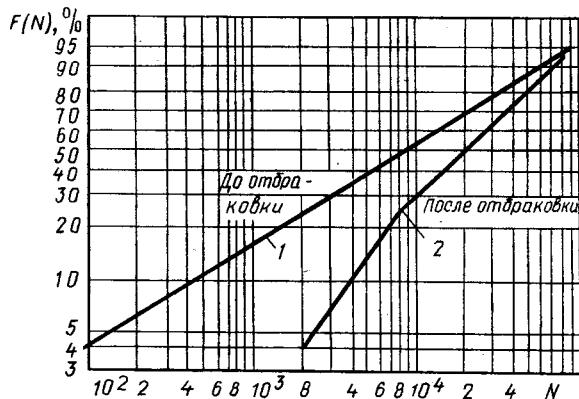


Рис. 2. Распределение сроков службы импульсных конденсаторов до отбраковки (1) и после отбраковки (2) на основе анализа растворенных в масле газов

Вероятность безотказной работы $P(N)$ и 90 %-ный ресурс определялись по формулам:

$$P(N) = \exp\left(-\frac{N}{\theta}\right)^{\beta};$$

$$N = \theta \left(-\ln \frac{90}{100}\right)^{1/\beta}, \quad (3)$$

где N — количество импульсов, тыс.; β — угловая характеристика; θ — ресурсная характеристика.

Расчеты показывают, что при $N=2 \cdot 10^3$ импульсов вероятность безотказной работы без отбраковки составляет 0,68, а после отбраковки — 0,94; 90 %-ный ресурс соответственно равен 120 и 3300 имп. Из сравнения показателей надежности конденсаторов, в частности, вероятности безотказной работы до и после отбраковки, видно, что эта величина для партии конденсаторов, прошедших отбраковку, увеличилась более, чем в 1,5 раза.

Таким образом, проведенные исследования показали, что предложенный метод отбраковки ВИК при приемо-сдаточных испытаниях, основанный на хроматографическом анализе газообразных продуктов разложения изоляции, позволяет выявить потенциально ненадежные изделия и тем самым гарантировать высокие показатели надежности.

Выводы. 1. На основании результатов исследования процессов растворения и распределения газов по объему импульсных конденсаторов в различных режимах эксплуатации доказана возможность оперативной диагностики ВИК на основе хроматографического анализа ГПР изоляции, растворенных в масле.

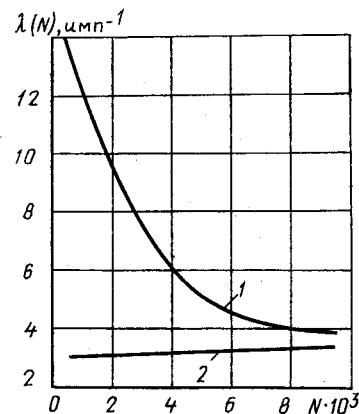


Рис. 3. Зависимость интенсивности отказов от числа импульсов для конденсаторов, не прошедших отбраковку (1) и после отбраковки (2)

2. На основании изучения особенностей газообразования на моделях и в серийно выпускаемых конденсаторах выявлено, что наличие ацетилена при разложении бумажно-касторовой изоляции является решающим признаком необратимых изменений в указанной системе изоляции.

3. Дополнение существующего метода отбраковки конденсаторов при приемо-сдаточных испытаниях анализом газов, растворенных в масле, позволяет практически исключить участок приработки при эксплуатации этих конденсаторов.

Вероятность безотказной работы для конденсаторов, прошедших отбраковку, более, чем в 1,5 раза выше, чем для неотбракованных изделий, что подтверждает высокую эффективность предложенного метода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г., Шилин О. В. Вопросы надежности изоляции высоковольтных импульсных конденсаторов. — Электричество, 1978, № 9.
2. Аракелян В. Г., Сенкевич Е. Д. Ранняя диагностика повреждения изоляции высоковольтного маслонаполненного оборудования. — Обз. инф. Информэлектро. Аппараты высокого напряжения, 1986, № 3/7.
3. Аракелян В. Г., Дарьян Л. А. Исследование динамики растворения газовых включений в касторовом масле / Деп. рукопись. — М.: Информэлектро, 1987, № 954-эт. — 8 с.
4. Дарьян Л. А., Зайцев К. А. Измерение характеристик частичных разрядов анализаторами импульсов / Деп. рукопись. — М.: Информэлектро, 1987, № 929-эт. — 14 с.
5. Аракелян В. Г., Дарьян Л. А., Лоханин А. К. Разложение изоляционных жидкостей под действием частичных разрядов, тепла и ультразвукового поля. — Электричество, 1988, № 5.

[15.04.91]

Быстродействующие асинхронные регуляторы напряжения широтно-импульсных преобразователей

ИСХАКОВ А. С., УШАКОВ А. В.

Из динамических свойств систем регулирования широтно-импульсных преобразователей (ШИП) наиболее полно рассмотрены вопросы устойчивости. Другим существенным показателем системы регулирования является быстродействие, однако вопросам построения преобразователей с заданной степенью быстродействия уделено гораздо меньшее внимание.

В данной статье описываются структуры регуляторов напряжения ШИП, обеспечивающие возможность достижения максимального быстродействия. Рассматриваются однополярный понижающий и реверсивный преобразователи с регуляторами на основе асинхронных систем управления различных типов. Эти ШИП имеют потенциально наибольшее быстродействие по сравнению с преобразователями повышающего и инвертирующего типов [1], так как в них исключена дополнительная операция, связанная с промежуточным зарядом дросселя. Но чтобы реализовать это свойство, параметры регулятора должны быть выбраны соответствующим образом.

Регулируемым параметром ШИП служит среднее значение выходного напряжения. Для получения информации о среднем значении сигнала его следует проинтегрировать в течение интервала повторяемости ШИП. Этой операции входной сигнал подвергается при преобразовании его в частоту [2]. Системы управления, использующие этот принцип, как известно, называются асинхронными. Описанные в литературе асинхронные системы управления реализуют три способа преобразования — с принудительной установкой нулевого уровня выходного сигнала интегратора [3], с импульсной обратной связью [4], с переменной направления интегрирования [5].

Покажем, каким образом может быть достигнуто максимальное быстродействие ШИП с указанными системами управления.

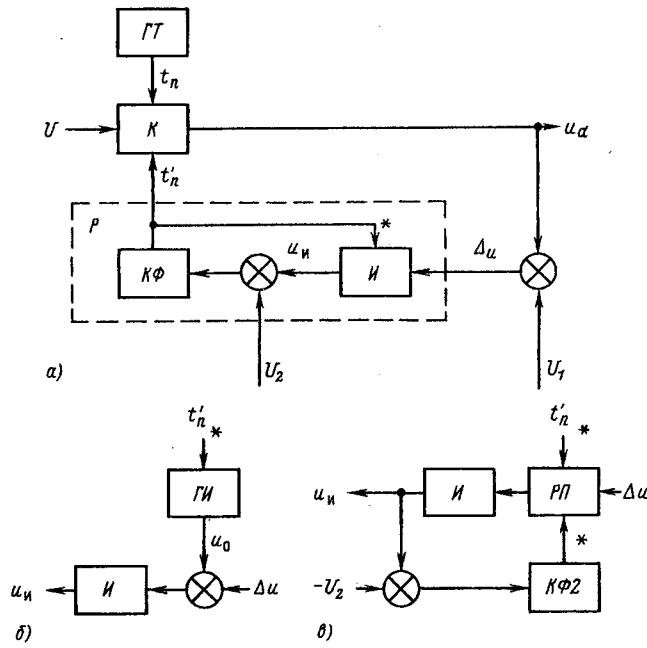


Рис. 1. Схема преобразователя постоянного напряжения и асинхронных регуляторов

На рис. 1, а приведена схема преобразователя постоянного напряжения, где ключ K представляет однополярный понижающий или реверсивный ШИП, регулятор обозначен P . В задаваемые тактовым генератором GT моменты времени $t'_n = nT$, где $n = 0, 1, 2, \dots, T = \text{const}$, и в моменты $t'_n = t_n + \tau_n$, где $\tau_n \in [0, T]$, определяемые регулятором, ключ изменяет свое состояние. Роль регулятора выполняет наименее простая асинхронная система управления; временные диаграммы показаны на рис. 2, а. Момент времени t'_n определяется компаратором-формирователем импульсов $K\Phi$ при равенстве выходного сигнала интегратора u_i и сигнала U_2 ; в этот момент воздействием на импульсный вход интегратора, обозначенный звездочкой, устанавливается нулевой уровень.

Недостатком схемы является конечное время установки нулевого уровня на выходе u_i интегратора, в течение которого сигнал, поступающий на его вход, не обрабатывается. В результате возникает методическая погрешность, возрастающая с увеличением частоты ШИП. Поэтому данную схему целесообразно использовать на относительно низких частотах. Для снижения влияния времени установки нулевого уровня на точность преобразования могут быть использованы схемы компенсации этого времени и схемы, использующие два поочередно работающих интегратора [6].

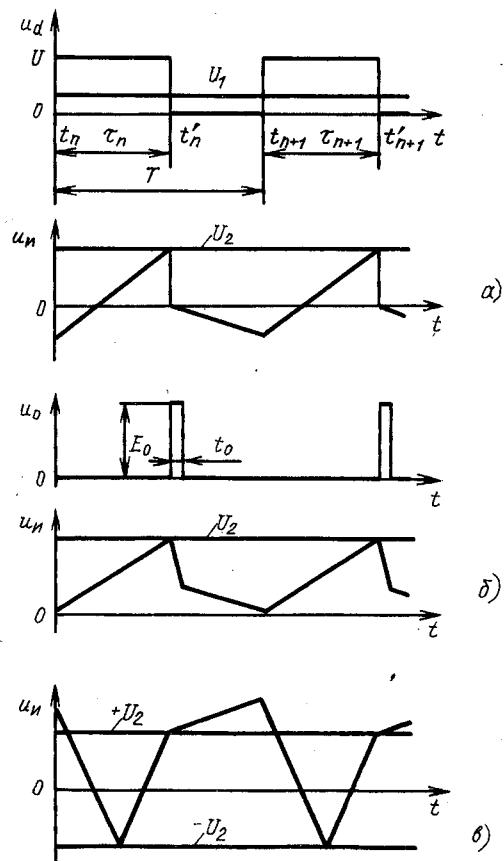


Рис. 2. Временные диаграммы работы однополярных ШИП

Применение этих схем ограничено их сложностью и необходимостью использования прецизионных элементов.

Другие типы асинхронных систем управления, отличающиеся способом изменения состояния интегратора, можно получить заменяя интегратор на устройства, показанные на рис. 1, б, в. В ШИП с асинхронной системой управления с импульсной обратной связью (рис. 1, б), временные диаграммы которого показаны на рис. 2, б, изменение направления интегрирования происходит под действием импульса, имеющего стабильную вольт-секундную площадь $S_0 = E_0 t_0$ (где E_0 и t_0 — его амплитуда и длительность) и формируемого специальным генератором ГИ в момент равенства сигналов u_1 и U_2 . Изменение направления интегрирования в схеме, показанной на рис. 1, в, осуществляется с помощью реверсивного переключателя РП, инвертирующего сигнал на входе И. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, приведены на рис. 2, в. В схеме используется дополнительный компаратор-формирователь импульсов КФ2, реагирующий на равенство выходного сигнала интегратора u_1 отрицательному значению управляющего сигнала U_2 . Импульсы с выходов КФ и КФ2 поступают на входы управления состоянием реверсивного переключателя РП, помеченные звездочками. Данную схему можно упростить, если на входе КФ2 сравнивать сигнал u_1 не с $-U_2$, а с положительным напряжением, уровень которого лежит в диапазоне $0 - U_2$, что позволяет использовать однополярный источник для питания схемы. Так, например, в [7] приведена схема, в которой это значение равно $U_2/2$.

Как следует из временных диаграмм, интервал интегрирования $T_n = t'_{n+1} - t'_n = T + \tau_{n+1} - \tau_n$ определяется одинаковым для всех трех схем выражением

$$\int_0^{T_n} (u_d - U_1) dt = A, \quad (1)$$

отличающимся значением A , приведенным в таблице.

Из (1) следует, что динамические свойства ШИП с приведенными асинхронными регуляторами идентичны. Эти схемы описываются линейным разностным уравнением первого порядка, отличающимся для каждого регулятора только правой частью:

для однополярного ШИП

$$(U - U_1) \tau_{n+1} + U_1 \tau_n = B; \quad (2)$$

для реверсивного

$$(U - U_1) \tau_{n+1} + (U + U_1) \tau_n = C, \quad (3)$$

где значения B и C приведены в таблице.

Отметим тот факт, что уравнения (2) и (3) линейно независимы от величины τ_n , т. е. они справедливы не только в малом, но и в большом, в отличие, например, от линеаризованных уравнений выпрямителей с асинхронными системами управления [8].

В установившемся режиме, характеризуемом равенством $\tau_{n+1} = \tau_n = \tau$, связь между средним значением

выходного напряжения U_d и управляющими сигналами вытекает из (2) и (3):

для однополярного ШИП

$$U_d = U \frac{\tau}{T} = D; \quad (4)$$

для реверсивного

$$U_d = U \frac{2\tau - T}{T} = D, \quad (5)$$

где значения D приведены в таблице.

Максимальное быстродействие в системах, описываемых разностными уравнениями, достигается при выполнении условий конечной длительности переходных процессов [9], которое для уравнения первого порядка формулируется как равенство нулю коэффициента при переменной τ_n . Приравняв нулю этот коэффициент в (2) и (3), получим следующие условия максимального быстродействия однополярного и реверсивного ШИП с асинхронными регуляторами соответственно:

$$U_1 = 0 \text{ и } U_1 = -U. \quad (6)$$

Техническая реализация условий (6) не только не представляет никаких трудностей, но даже упрощает исходные структуры, так как позволяет избавиться от необходимости формирования управляющего сигнала U_1 . Отметим, что при использовании асинхронных структур для управления выпрямителями наличие сигнала U_1 является необходимым по условиям устойчивости [8].

В быстродействующих структурах регулирование выходного напряжения ШИП осуществляется сигналом U_2 или E_0 . На рис. 3 приведены диаграммы работы описанных структур при выполнении условий [6]. Характерной особенностью быстродействующего режима является синхронная работа регуляторов, заключающаяся в том, что момент начала процесса измерения интервала τ_n на каждом такте совпадает с моментом t_n . В быстродействующем режиме однополярный ШИП с регулятором представляет дискретное безынерционное пропорциональное звено, реверсивный — линейное.

Самой простой из рассмотренных быстродействующих структур является схема с принудительной установкой нулевого уровня сигнала на выходе интегратора. Отмеченный выше недостаток этой схемы, связанный с конечным временем установки нулевого уровня интегратора, в быстродействующей структуре проявляется только для реверсивного ШИП, поскольку в однополярном ШИП установка напряжения на выходе интегратора в нуль происходит на интервале отсутствия сигнала на его входе.

В быстродействующей структуре ШИП с импульсной обратной связью, когда регулирование выходного напряжения ШИП осуществляется изменением E_0 , требования к величине t_0 оказываются противоречивыми. С одной стороны, для увеличения частоты преобразования и диапазона регулирования отношение t_0/T должно быть малым. С другой стороны, если

Схема	A	B	C	D
С установкой нулевого уровня интегратора	$U_2 T_c$	$U_1 T + U_2 T_c$	$(U + U_1) T + U_2 T_c$	$U_1 + (T_c/T) U_2$
С импульсной обратной связью	$E_0 t_0$	$U_1 T + E_0 t_0$	$(U + U_1) T + E_0 t_0$	$U_1 + (t_0/T) E_0$
С переменной направления интегрирования	$4U_2 T_c$	$U_1 T + 4U_2 T_c$	$(U + U_1) T + 4U_2 T_c$	$U_1 + 4(T_c/T) U_2$

Примечание. T_c — постоянная времени интегратора, U_1 , U_2 — управляющие сигналы.

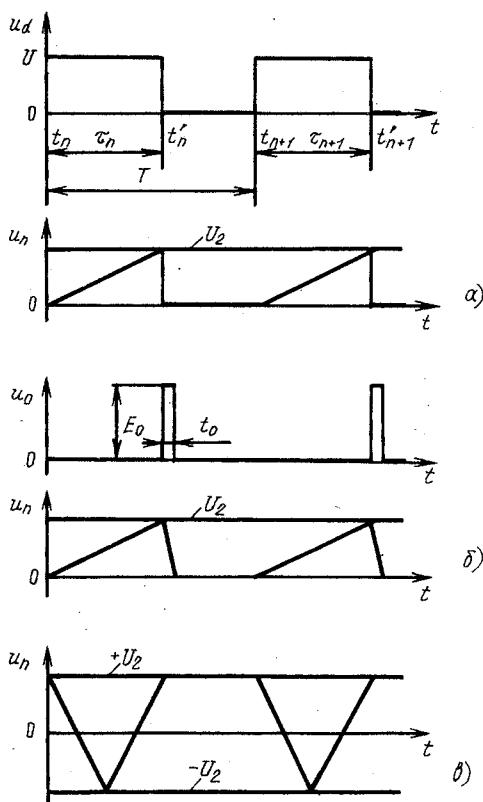


Рис. 3. Временные диаграммы работы однополярных ШИП с быстродействующими асинхронными регуляторами

отношение t_0/T мало, то максимальное значение $E_{\max} = E_0(\tau = T - t_0) = U(T/t_0 - 1)$ должно намного превышать величину U , что вызывает трудности масштабирования входных сигналов интегратора. Поэтому в данной структуре отношение t_0/T выбирается на основе компромисса.

В быстродействующем ШИП с регулируемым преобразователем напряжение — частота с переменной направления интегрирования необходимости принятия подобного компромиссного решения нет.

Выводы. 1. Максимальное быстродействие в ШИП с асинхронными регуляторами достигается при выполнении определенных требований к управляющим сигналам, вытекающих из анализа разностных уравнений, характеризующих динамический режим. Эти требования не зависят от типа асинхронных структур, а определяются только типом ШИП.

2. Техническая простота регулятора и его статические свойства наиболее оптимально сочетаются в быстродействующей асинхронной структуре, построенной на базе интегратора с изменением направления интегрирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бирзниекс Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока. — М.: Энергия, 1974.
2. Мартиашин А. И., Шахов Э. К., Шляндц В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. — М.: Энергия, 1976. — 392 с.
3. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1975.
4. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздеев. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
5. А. с. № 716128 (СССР). Способ импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем. Опубл. в Б. И., 1980, № 6.
6. Скаржепа В. А., Луценко А. Н. Электроника и микросхемотехника. Ч. 1. Электронные устройства информационной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А. А. Краснопрошиной. — Киев: Выща школа, 1989.
7. Функциональные устройства на микросхемах / В. З. Найдеров, А. И. Голованов, З. Ф. Юсупов и др.: Под ред. В. З. Найдерова. — М.: Радио и связь, 1985.
8. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1977, № 10.
9. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.

[16.05.91]

УДК 621.3.017.001.24

Расчет сопротивления потерь и индуктивности металлического цилиндра в продольном магнитном поле

ДОНИЙ А. Н., канд. техн. наук, АЛЕКСЕЕВ В. Ю., инж.

В ряде задач дефектоскопии, шумовой и фазовой термометрии в качестве параметров при расчетах используется полное сопротивление исследуемого образца. Существует известное решение для определения этой величины в случае, когда магнитное поле направлено по касательной к поверхности тела цилиндрической формы [1]. В задаче, которая рассматривается в данной работе, направление внешнего магнитного поля параллельно оси цилиндра, что соответ-

ствует коаксиальному расположению цилиндра внутри катушки колебательного контура измерительного устройства.

Как известно, полное сопротивление образца выражается через отношение мощности, поглощаемой им из окружающего пространства, к квадрату амплитуды на-водимого тока [2]:

$$\dot{Z}_s = \dot{P}_\Sigma / \dot{I}_m^2, \quad (1)$$

где \dot{P}_Σ — мощность, поглощаемая из окружающего пространства; \dot{I}_m — амплитуда полного тока в образце.

Мощность \dot{P}_Σ представляет собой плотность потока вектора Пойнтинга через боковую поверхность тела:

$$\dot{P}_\Sigma = \oint_S \mathbf{E}_m \mathbf{H}_m^* dS, \quad (2)$$

где \mathbf{P} — вектор Пойнтинга; S_c — площадь боковой поверхности.

Применение теоремы Остроградского—Гаусса к правой части выражения (2) и запись дивергенции вектора Пойнтинга для среды с проводимостью в цилиндрических координатах позволяют определить зависимость, связывающую мощность \dot{P}_Σ с распределением поля в исследуемом образце:

$$\dot{P}_\Sigma = \frac{1}{2} \sigma \int_V \dot{E}_m \dot{E}_m^* dV + \frac{1}{2} j\omega \mu_a \int_V \dot{H}_m \dot{H}_m^* dV, \quad (3)$$

где σ — удельная электрическая проводимость материала образца; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; $\mu_a = \mu_0 \mu$ — магнитная проницаемость материала.

Можно показать, что в рассматриваемом случае амплитуда плотности тангенциального тока \dot{J}_m в образце изменяется пропорционально функции Бесселя первого рода мнимого аргумента от радиальной координаты цилиндра:

$$\dot{J}_m(r) = \dot{A} J_1(r), \quad (4)$$

где \dot{A} — комплексная константа.

Тогда выражение для полного тока, наводимого в цилиндре, примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{I}_m &= \int_0^{r_0} \dot{J}_m(r) dS = \int_0^{r_0} \dot{A} J_1(qr) l dr = \\ &= \dot{A} l / q [1 - J_0(qr_0)], \end{aligned} \quad (5)$$

где $q = j^{3/2} (\omega \mu_a \sigma)^{1/2}$; $J_0(qr)$, $J_1(qr)$ — функции Бесселя нулевого и первого порядка мнимого аргумента от радиальной координаты; r_0 , l — радиус и длина цилиндра соответственно.

Подстановка (5) в зависимость (4) позволяет записать распределение плотности тока по радиусу:

$$\dot{J}_m = \dot{I}_m q / l J_1(qr) / [1 - J_0(qr_0)]. \quad (6)$$

Учитывая, что

$$\dot{E}_m = \dot{J}_m / \sigma; \quad (7)$$

$$\dot{H}_m = -(1/j\omega\mu)(1/r) \frac{d(r\dot{E}_m)}{dr}, \quad (8)$$

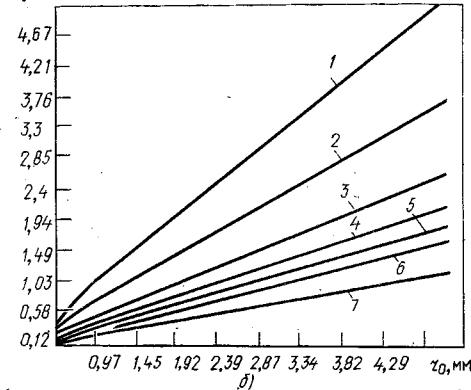
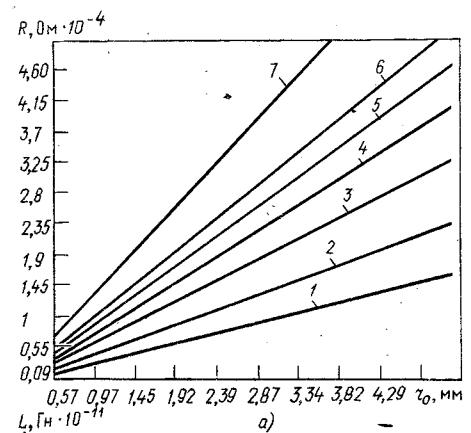
приходим к соотношениям, описывающим зависимости составляющих напряженности электрического и магнитного поля от координаты r :

$$\dot{E}_m = \frac{\dot{I}_m q}{\sigma l} \frac{J_1(qr)}{1 - J_0(qr_0)}; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{H}_m &= -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{\dot{I}_m q}{rl\sigma} \frac{d(J_1(qr)r)/dr}{1 - J_0(qr_0)} = \\ &= -\frac{\dot{I}_m}{l} \frac{J_0(qr)}{1 - J_0(qr_0)}. \end{aligned} \quad (10)$$

На основании (3), (9) и (10) находим мощность \dot{P}_Σ :

$$\begin{aligned} \dot{P}_\Sigma &= \pi l \left[\sigma \int_0^{r_0} |\dot{E}_m|^2 r dr + j\omega \mu \int_0^{r_0} |\dot{H}_m|^2 r dr \right] = \\ &= \dot{I}_m^2 \pi \omega \mu / l \{ [1 - \text{ber}(\sqrt{\omega\mu\sigma} r_0)]^2 + \text{bei}^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r_0) \}^{-1} \times \\ &\times \left\{ \int_0^{r_0} M_1^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r) r dr + j \int_0^{r_0} M_0^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r) r dr \right\}, \end{aligned} \quad (11)$$



Зависимости активного сопротивления R_s (а) и индуктивности L_s (б) металлического цилиндра ($\sigma = 2 \cdot 10^7$ (Ом·м)⁻¹, $\mu = 1,000023$, $l = 3$ см) от радиуса при различных значениях частоты внешнего поля: 1 — 500 кГц; 2 — 1 МГц; 3 — 2 МГц; 4 — 3 МГц; 5 — 4 МГц; 6 — 5 МГц; 7 — 9 МГц

где $\text{ber}(x)$, $\text{bei}(x)$ — функция Кельвина нулевого порядка; $M_0(x)$, $M_1(x)$ — модули функций Кельвина нулевого и первого порядков.

В результате выражение для полного сопротивления (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_s &= R_s + j\omega L_s = \pi \omega \mu / l \{ [1 - \text{ber}(\sqrt{\omega\mu\sigma} r_0)]^2 + \\ &+ \text{bei}^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r_0) \}^{-1} \left\{ \int_0^{r_0} M_1^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r) r dr + \right. \\ &\left. + j \int_0^{r_0} M_0^2(\sqrt{\omega\mu\sigma} r) r dr \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Результаты расчетов, выполненных по формуле (12), приведены на рисунке а и б. Как видно из графиков, сопротивление потерь (R_s) и индуктивность (L_s) металлического цилиндра возрастают при увеличении его радиуса и рабочей частоты. Такое поведение кривых связано с относительным удлинением границы материала цилиндра и увеличением при этом нагрузки на колебательный контур со стороны цилиндра.

Значительные затраты времени на вычисления \dot{Z}_s обуславливают использование в расчетах приближенных зависимостей $R_s(r_0, \omega)$, $L_s(r_0, \omega)$, которые в области больших значений радиусов и частот аппрок-

симируются линейными функциями радиуса:

$$\begin{aligned} R_s(r_0, \omega) &= a_1(\omega)r_0 + b_1; \\ L_s(r_0, \omega) &= a_2(\omega)r_0 + b_2. \end{aligned} \quad (13)$$

Для значений $\sigma = 2 \cdot 10^7$ (Ом·м) $^{-1}$, $\mu = 1,000023$, $l = 3$ см коэффициенты $a(\omega)$ и b определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} a_1 &= (0,0182\omega^3 - 0,3018\omega^2 + 2,6779\omega + 2,2655) \cdot 10^{-2}; \\ b_1 &= -0,0003 \cdot 10^{-2}; \\ a_2 &= (-0,0057\omega^3 + 0,0806\omega^2 - 0,4070\omega + 1,0696) \cdot 10^{-6}; \\ b_2 &= 0. \end{aligned}$$

Таким образом, получены аналитические выражения и графические зависимости, позволяющие рассчитать эквивалентные параметры металлического цилиндра, внесенного в поле катушки колебательного контура.

Приложение. Математические функции, используемые в [3]:

$$\text{ber } x = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{4k};$$

$$\text{bei } x = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{[(2k+1)!]^2} \left(\frac{x}{2}\right)^{4k+2};$$

$$\text{ber}_1 x = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(3/4+k/2)\pi]}{k!(k+1)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+1};$$

$$\text{bei}_1 x = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin[(3/4+k/2)\pi]}{k!(k+1)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+1};$$

$$M(x) = (\text{ber}^2 x + \text{bei}^2 x)^{1/2};$$

$$M_1(x) = (\text{ber}_1^2 x + \text{bei}_1^2 x)^{1/2}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Татур Г. А. Основы теории электромагнитного поля. Справочное пособие.— М.: Высшая школа, 1989.
2. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн.— М.: Наука, 1989.
3. Попов Б. А., Теслер Г. С. Вычисление функций на ЭВМ. Справочник.— Киев: Наукова думка, 1984.

[08.04.91]

УДК 537:212:621.319.2

О температурной зависимости электрических сопротивлений металлов и их сплавов¹

МАСЛОВ П. Г., доктор физ.-мат. наук

Ленинград

Знание температурной зависимости сопротивлений, удельных сопротивлений $\rho_x(T)$, проводимостей $\sigma_x(T)$ металлов, их сплавов в широких интервалах температур имеет важное практическое значение. Однако в физике нет пока теоретически обоснованных методов нахождения подобных зависимостей, справедливых с достаточно высокой точностью в широких интервалах температур. Обычно такие характеристики получают экспериментально для каждой из интересующих температур либо находят по эмпирическим формулам типа

$$R_x(t^\circ \text{C}) \approx R_{0x}(1 + \alpha_{Rt}t); \quad (1)$$

$$\rho_x(t^\circ \text{C}) \approx r_{0x} + r_{1xt} + r_{2xt^2}, \quad (2)$$

приближенно действительных обычно лишь в узких диапазонах температур [1].

Ниже предложен новый неэмпирический метод нахождения формул зависимости от T для вышеуказанных величин, основанный на использовании универсальной линейной закономерности (УЛЗ) вида

$$f_{x,i}(T) = a'_{x,i} + b'_{x,i}f_{ct,i}(T), \quad (3)$$

где $a'_{x,i}$ и $b'_{x,i}$ — не зависящие от T константы: первая с размерностью энергии $f_{x,i}(T)$, вторая — безразмерная; $f_{ct,i}(T)$ — одна из множества энергетических величин $f_{x,i}(T)$, выбираемая произвольно и используемая для

вывода формул зависимости от T для всех остальных членов семейства $f_{x,i}(T)$, $i = 1, 2, \dots, j-1, j+1, \dots, r_0$; $x = a, b, c, \dots, \text{«ст}, \dots, n_0$.

Закономерность (3) и развитые на ее основе новые методы справедливы с достаточно высокой точностью в широких интервалах изменения T для всевозможных энергетических и такой же размерности комбинаций неэнергетических величин любых фаз и модификаций веществ, смесей, растворов и сплавов неизменного состава [2—10]. Конкретно в нашем случае УЛЗ вида (3) используется для изучения сопротивлений, металлов и их сплавов, смесей, растворов. Закономерность (3) доказана теоретически в [5], подтверждена экспериментально [2—10] и нашла применение [10]. Более того, теоретическое доказательство УЛЗ (3) и развитых с ее помощью новых методов вытекает из доказанной ниже теоремы о функциональных тождествах (ФТ). Разумеется, как и все закономерности физики, УЛЗ (3) является приближенной, но достаточно точной. Однако в дальнейшем, быть может, обнаружится случай, для которых УЛЗ (3) будет менее точной и даже неприемлемой.

Из (3) видно, что формулы зависимости от температуры T для всех физических величин (ФВ) $f_{x,i}(T)$ должны иметь такой же вид, какой имеет ФВ опорного объекта $f_{ct,i}(T)$, принятого за «стандарт» сравнения, причем независимо от типа объекта и вида ФВ. Как показано в [2—6], в роли свойства $f_{ct,i}(T)$ стан-

¹ В порядке обсуждения.

дартного объекта можно выбрать, например, энталпию или тесно связанную с ней ширину запрещенной зоны (ШЗЗ) $E_{gctj}(T)$, для которых известны достаточно высокоточные формулы зависимости от T . Пусть за «стандартную» выбрана формула ШЗЗ некоторого полупериода вида (в электрон-вольтах)

$$E_{gctj}(T) = a_{ctj} + (b_{ctj} + 0,5r_{3ctj}T + r_{2ctj} \log T) T \cdot 10^{-4}. \quad (4)$$

Тогда, как показано в [2—10] и ниже, из (3) следует, что и для всех остальных свойств $f_{x,i}(T)$ формулы их температурной зависимости будут иметь вид, аналогичный (4):

$$f_{x,i}(T) = a_{x,i} + (b_{x,i} + 0,5r_{3x,i}T + r_{2x,i} \log T) T \cdot 10^{-4}. \quad (5)$$

Взяв первую производную от (5) по T , получаем выражение для температурной дисперсии:

$$\begin{aligned} & [\partial f_{x,i} / \partial T](T) = \\ & = (r_{1x,i} + r_{3x,i}T + r_{2x,i} \log T) \cdot 10^{-4}. \end{aligned} \quad (6)$$

С учетом (4) — (6) из (3) следуют формулы связи между коэффициентами этих формул:

$$\begin{aligned} b_{x,i} &= b'_{x,i}b_{ctj}; \quad r_{1x,i} = b'_{x,i}r_{ctj}, \quad t=2, 3; \\ r_{1x,i} &= b_{x,i} + 0,4343r_{2x,i}; \quad a_{x,i} = f_{x,i}(T_1) = \\ & = (b_{x,i} + 0,5r_{3x,i}T_1 + r_{2x,i} \log T_1) T_1 \cdot 10^{-4}; \\ b'_{x,i} &= (f'_{x,i} - f''_{x,i}) : (E'_{gctj} - E''_{gctj}) = \Delta f_{x,i} : \Delta E_{gctj}. \end{aligned} \quad (7)$$

Иногда в (4) — (8) коэффициенты типа $r_{3x,i}$ и r_{3ctj} обращаются в нуль, например в случае ШЗЗ $E_{gctj}(T)$, $n = \text{GaAs}$ (см. ниже):

$$E_{gctj}(T) = 1,5264 + (1,3366 - 2,10145 \log T) T \cdot 10^{-4} \text{ эВ}. \quad (4a)$$

Применим теперь предлагаемый метод к выводу формул температурной зависимости для электрических характеристик: сопротивления $R_x(T)$, удельного сопротивления $\rho_x(T)$ и некоторых других неэнергетических величин.

Запишем закон Ома для разности потенциалов $V_x(T)$ и э. д. с. $E_x(T)$ в виде

$$I_x R_x(T) = V_x(T); \quad I_x \{R_x(T) + r_x(T)\} = E_x(T), \quad (9)$$

где левые части равенства имеют размерность правых частей: $[I_x R_x(T)] = [I_x R_x(T) + r_x(T)] = [V_x(T)] = [E_x(T)]$. Отсюда левые части равенств (9) — энергетические величины и для них действительна УЛЗ (3). Более того, в силу закона сохранения электрического заряда и независимости силы тока I_x от T , с учетом размерности I_x , УЛЗ (3) справедлива также для сопротивлений $R_x(T)$ и $\{R_x(T) + r_x(T)\}$, а также для удельных сопротивлений $\rho_x(T)$ и проводимостей $\sigma_x^{-1}(T) = \rho_x(T)$. Таким образом, к указанным величинам применимы и методы, развитые на основе УЛЗ (3). Как и в [2—9], предлагаемый метод не зависит от сходства, подобия структуры сравниваемых веществ.

Для вывода формул типа (5) и (6) необходимо иметь в распоряжении только два значения $f'_{x,i}(T_1)$ и $f''_{x,i}(T_2)$ для изучаемой величины $f_{x,i}(T)$ при двух температурах T_1 и T_2 в более узком диапазоне $T_2 \geq (T_1 + 300)$ К, чем весь интервал действительности получаемых формул.

Процедуру нахождения искомых формул лучше пояснить примерами.

Пример 1. По данным из [1] удельное сопротивление вольфрама при температурах $T_1 = 273,15$ К и $T_2 = 873,15$ К соответственно $\rho'_x = 4,89 \cdot 10^{-6}$ и $\rho''_x = 16,85 \cdot 10^{-6}$ Ом·см. Требуется найти формулы типа (5) и (6) для интервала (190—1300) К.

Решение. 1. Из (4a) при $T_1 = 273,15$ К и $T_2 = 873,15$ К находим

$$\begin{aligned} E'_{gctj} &= 1,423057; \quad E''_{gctj} = 1,103450; \\ \Delta E_{gctj} &= 0,319607 \text{ эВ}. \end{aligned} \quad (10)$$

2. По данным, представленным в условии задачи, вычисляем

$$\Delta \rho_W = \rho'_W - \rho''_W = 11,96 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}. \quad (11)$$

3. Зная (10) и (11), по (8) определяем

$$\begin{aligned} b'_{x,i} &= \Delta \rho_W: \Delta E_{gctj} = -37,421005 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см} \cdot \text{эВ}^{-1}; \\ & \quad (8a) \end{aligned}$$

4. Имея в распоряжении (8a) и (10), по (7) вычисляем неизвестные коэффициенты, входящие в (5) и (6), и записываем их для вольфрама W:

$$\begin{aligned} 10^6 \rho_W(T) &= 1,0244 + (-50,017 + \\ & + 78,615 \log T) T \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}; \end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} 10^6 [\partial \rho_W / \partial T](T) &= (-15,874 + \\ & + 78,615 \log T) \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см} \cdot \text{К}^{-1}. \end{aligned} \quad (6a)$$

Задача решена. Из представленных ниже данных видно, что в интервале (190—1300) К максимальная погрешность формулы (5a) не превышает 12 %, но в интервале (190—3773) К она не более 36 %:

Температура T , К	194	273	293	1273
$10 \rho_W$, Ом·см	{			
по (5a)	3,55	4,89	5,24	32,09
опыт [1]	3,22	4,89	5,50	31,74
Температура T , К	1773	2773	3273	3773
$10 \rho_W$, Ом·см	{			
по (5a)	37,44	60,33	75,1	88,24
опыт [1]	51,4	94,13	117,2	131,4

С целью нахождения более точных формул для интервала (700—3773) К можно использовать в качестве исходных значения для $\rho_W(T)$ при 873 и 2273 К. Повторив все приведенные выше выкладки, получим более точные соотношения:

$$\begin{aligned} 10^6 \rho_W(T) &= -9,8492 + (-84,375 + \\ & + 132,657 \log T) T \cdot 10^{-4}; \end{aligned} \quad (5b)$$

$$10^6 [\partial \rho_W / \partial T](T) = (-26,762 + 132,657 \log T) \cdot 10^{-4}. \quad (6b)$$

Максимально возможная погрешность расчета по формулам (5b) и (6b) в интервале (700—3773) К не выше 4,6 %.

Ниже приведены данные о удельных сопротивлениях сплава W — Re и сопротивления медного термометра сопротивления [формулы типа (5) взяты из табл. 1] : сплав (4,75 Re)

Температура T , К	300	630	850	1160	1270	1370	1465	1540
$\rho_x(T) \cdot 10^{-6}$ Ом·см	{ по (5') опыт [1]	10,4 10,4	20,1 20,4	26,86 27,3	37,08 36,7	40,81 40,0	44,25 43,2	47,55 45,9
сплав W—Re (21 % Re)								
Температура T , К	300	810	980	1250	1360	1460	1540	1610
$\rho_x(T) \cdot 10^{-6}$ Ом·см	{ по (5') опыт [1]	24,2 24,2	40,62 42,0	46,6 47,0	56,36 54,6	60,44 57,4	64,20 59,8	67,23 62,6
медный термометр сопротивления								
Температура T , К	223,15	283,15	383,15	403,15	433,15	443,15		
Сопротивление, { по (5') отн. ед.	0,8002 0,7870	1,0409 1,0426	1,4637 1,4686	1,5516 1,5533	1,6833 1,6816	1,7278 1,7242		

Видно, что имеется весьма хорошее согласие расчетных данных с опытными.

Ниже приведены формулы типа (5) и (6) для температурной зависимости электрических удельных сопротивлений $\rho(T) \cdot 10^{-8}$ Ом·м, удельных проводимостей $\sigma(T) \cdot 10^8$ (Ом·м) $^{-1}$, сопротивлений $R(T) \cdot 10^{-6}$ Ом, сопротивлений термометров сопротивлений $r(T)$ в относительных единицах и их температурных дисперсий $[\partial\rho/\partial T] \cdot 10^{-8}$ Ом·м·К $^{-1}$, $[\partial\sigma/\partial T] \cdot 10^8$ (Ом·м) $^{-1}$ ·К, $[\partial R/\partial T] \cdot 10^{-6}$ Ом·К $^{-1}$ и $[\partial r/\partial T]$ отн. ед.·К $^{-1}$ для проводников из некоторых материалов:

$$f_x(T) = a_{x,i} + (b_{x,i} + r_{2x,i} \log T) T \cdot 10^{-4}; \quad (5')$$

$$f_x(T) = [a_{x,i} + (b_{x,i} + r_{2x,i} \log T) T \cdot 10^{-4}]^{-1}; \quad (5'')$$

$$[\partial f_x/\partial T](T) = (r_{1x,i} + r_{2x,i} \log T) \cdot 10^{-4}; \quad (6')$$

$$[\partial f_x/\partial T](T) = - \frac{(r_{1x,i} + r_{2x,i} \log T) \cdot 10^{-4}}{[a_{x,i} + (b_{x,i} + r_{2x,i} \log T) T \cdot 10^{-4}]^2}. \quad (6'')$$

В табл. 1 указаны значения $a_{x,i}$, $-b_{x,i}$, $r_{2x,i}$, $-r_{1x,i}$, входящие в эти формулы.

Значения сопротивлений $R_x(T) \cdot 10^{-6}$ Ом отрезка (длина 1 см, диаметр 1 см) бесконечной вольфрамовой и молибденовой нитей, вычисленных по формуле (5'), и по данным опыта [1] приведены в табл. 2.

В табл. 3 дано сравнение удельных сопротивлений $\rho_x(T) \cdot 10^{-8}$ Ом·м некоторых проводников, вычисленных по формулам, с экспериментальными данными [1].

Данные, представленные выше и в табл. 2 и 3, показывают, что полученные формулы обеспечивают хорошую точность в широких интервалах температур.

Более того, известно [2—9], что в соответствии с УЛЗ (3) и развитыми на ее основе новыми методами, длина волны излучения $\lambda_x(T)$ находится по формулам типа (5') и (6') (см. табл. 1):

$$\lambda_x(T) = [a_{x\lambda} + (b_{x\lambda} + 0,5r_{3x\lambda}T + r_{2x\lambda} \log T) T \cdot 10^{-4}]^{-1}; \quad (5'')$$

$$[\partial \lambda_x/\partial T](T) = - \frac{(r_{1x\lambda} + r_{3x\lambda}T + r_{2x\lambda} \log T) \cdot 10^{-4}}{[a_{x\lambda} + (b_{x\lambda} - 0,5r_{3x\lambda}T + r_{2x\lambda} \log T) T \cdot 10^{-4}]^2}, \quad (6'')$$

а $\lambda_x^{-1}(T)$ — по формулам типа (5):

$$\lambda_x^{-1}(T) = a_{x\lambda} + (b_{x\lambda} + 0,5r_{3x\lambda}T + r_{2x\lambda} \log T) T \cdot 10^{-4}. \quad (5b)$$

Правомерность формул (5''), (6'') и (5b) понять нетрудно. Энергия фотона $\varepsilon_x(T) = h\nu_x = hc\lambda_x^{-1}(T)$, где c — скорость света в вакууме и h — постоянная Планка, не зависящие от T и других внешних полей $Y(t)$; отсюда, с учетом размерностей и постоянства h

и c , $\lambda_x^{-1}(T)$ подчинена УЛЗ (3) и формуле (5b), а $\lambda_x(T)$ — УЛЗ (3) и соотношениям (5'') и (6''). Однако эталон длины 1 м составляет 1650763,73 длины волн квантового перехода $2p_{10} - 5d_5$ атома криптона-86 $\lambda_{K\Gamma}(T)$. Поэтому линейные размеры тел и микрочастиц также следуют УЛЗ (3) и соотношениям (5''), (6''), (5b). Рассмотрим примеры.

Пример 2. В МДП (металл — диэлектрик — полупроводник) структуре Si—SiO₂, имеющей количество донорных примесей $N_D = 1,17 \cdot 10^{16}$ см $^{-3}$, частоту $f = 6$ кГц, смещение $U = -6$ В и $U = -8$ В, согласно [11] электрические емкости при температурах 375 К и 443 К, измеренные экспериментально, соответственно равны $C_1 = 20$ пФ и $C_2 = 33$ пФ. Требуется вывести новым методом формулы зависимости емкости данной структуры от T в интервале (100—500) К.

Решение. Обратная величина электрической емкости $C^{-1}(T) = q^{-1}U(T)$ пропорциональна потенциалу $U(T)$, причем электрический заряд q не зависит от T и других внешних полей $Y(t)$. Следовательно, с учетом вышеизложенного $C^{-1}(T)$ подчинены УЛЗ (3) и (5b), (5'') и (6''). Таким образом, используя процедуру первого примера, находим для $C^{-1}(T)$ формулу типа (5b), откуда получаем соотношения типа (5'') и (6''):

при $U = -6$ В

$$C(T) = [0,13175 + (0,719393 - 1,131055 \log T) T \times 10^{-4}]^{-1} \text{ пФ}; \quad (12)$$

$$[\partial C/\partial T](T) = - \frac{(0,228176 - 1,131055 \log T) \cdot 10^{-4}}{[0,13175 + (0,719393 - 1,131055 \log T) T \cdot 10^{-4}]^2} \text{ пФ/К}; \quad (13)$$

при $U = -8$ В

$$C(T) = [0,13280 + (0,72847 - 1,14532 \log T) T \cdot 10^{-4}]^{-1} \text{ пФ}; \quad (14)$$

$$[\partial C/\partial T](T) = - \frac{(0,231058 - 1,14532 \log T) \cdot 10^{-4}}{[0,13280 + (0,72847 - 1,14532 \log T) T \cdot 10^{-4}]^2} \text{ пФ/К}. \quad (15)$$

Анализ ниже указанных данных показывает, что результаты расчета по формулам для $C(T)$ МДП-структуре Si—SiO₂ находятся в хорошем согласии с экспериментальными:

Напряжение смещения $U = -8$ В

— Таблица 1

Материал проводника	Состояние проводника	$a_{x,i}$	$-b_{x,i}$	r_{2xi}	$-r_{1xi}$	Интервал температур, К	Максимальная погрешность, %
W	Твердый	1,024	50,017	78,615	15,874	200— $T_{пл}$	36
Na	То же Жидкий	—0,209 —0,347	60,603 88,488	95,282 139,124	—19,222 28,066	50— $T_{пл}$ $T_{пл}$ — $T_{исп}$	3 0,5
K	То же	—3,096	163,646	257,290	51,905	То же	1,1
Zn	Твердый Жидкий	0,097 38,143	69,236 —5,637	108,856 —8,862	21,960 —1,788	100— $T_{пл}$ $T_{пл}$ — $T_{исп}$	10 1,5
Mo	Твердый	—1,533	84,884	133,458	26,923	200— $T_{пл}$	13,5
α —Fe	То же	—10,246	236,469	371,786	75,003	То— $T_{пер}$	10
Cu	»	0,0107	20,516	32,256	6,507	0—200	50
	»	0,1608	17,968	28,250	5,699	300—1400	4
Al	»	—0,400	37,512	58,978	11,898	250— $T_{пл}$	5
C—графит	»	787,0	167,920	264,008	53,260	200—3000	10
Ni	»	—2,7862	115,461	181,532	36,622	150—500	5
Сплав K—Na 56,5 % K	»	18,941	186,505	293,230	59,168	250—1100	6
78 % K	»	24,287	178,288	280,311	56,549	То же	8
80 % K	»	8,541	216,635	340,601	68,712	То же	6
W ¹	»	—0,3201	86,528	136,042	27,445	200—3653	3
Ta ¹	»	19,615	98,433	154,760	31,220	273—3269	13
M ¹	»	0,336	80,890	127,178	25,828	200—2898	1
Pt	»	2,4672	94,970	149,315	30,122	150—1100	10
Сплав W—Re 27 % Re	»	31,691	64,449	101,330	20,442	1400—3000	8,5
21 % Re	»	16,569	87,875	138,160	27,872	200—1610	15
4,75 % Re	»	3,7186	76,941	120,969	24,404	200—1540	6
Пирометр сопротивления платиновый	»	0,29767	—9,2594	14,5579	—2,9369	200—1000	—
медный	»	0,10344	—11,5958	18,2314	—3,6779	223—453	—

Приложение. Для металлов, символ которых отмечен индексом «1», приведено сопротивление $R(T)10^{-6}$ Ом отрезка (длина 1 см, диаметр 1 см) бесконечной нити. Для остальных проводников даны удельное сопротивление и его температурная дисперсия [см. формулы (5') и (6')]. Проводимости $\sigma_x(T)10^6$ и их температурные дисперсии представлены формулами (5'') и (6''). Сопротивление платинового и медного термометров сопротивления выражено в относительных единицах. Сопротивления для этих термометров, найденные по формуле (5'), позволяют определять температуру с погрешностью не более, чем в [1].

Температура T , К 353 363 373 383 393 403 423 433 443

$C(T)$, пФ { по (14) 18 19 20 21 22 24 28 30 33
опыт [14] 18 18 20 21 24 28 32 32 33

Напряжение смещения $U = -6$ В

Температура T , К 353 363 373 383 393 403 423 433 443

$C(T)$, пФ { по (12) 18 19 20 21 22 24 26 30 32
опыт [11] 18 18 18 21 24 27 29 32 32

По такой же процедуре второго примера легко найти аналогичные формулы зависимости от T для длины ребра $l(T)$, Å кубической ячейки кристалла KCl, имея в распоряжении ее значения по [12] при температурах $T_1 = 473,15$ К и $T_2 = 873,15$ К, соответственно равными $l'(T_1)/6,3322 \text{ Å}$ и $l''(T) = 6,4622 \text{ Å}$. Эти формулы выглядят так:

$$l(T) = [0,160849 + (0,019283 - 0,030317 \log T) T \cdot 10^{-4}] \text{ Å}; \quad (16)$$

$$[\partial l / \partial T](T) = - \frac{(0,006116 - 0,030317 \log T) \cdot 10^{-4}}{[0,160849 - (0,019283 - 0,030317 \log T) T \cdot 10^{-4}]^2} \text{ Å} \cdot \text{K}^{-1}. \quad (17)$$

Из данных, приведенных ниже, ясно, что формула (16) для кристалла KCl дает отличное согласие с опытом [12]:

Температура T , К 273,15 393,15 473,15 602,48 764,88 873,15

$l(T)$, Å { расчет по (16) 6,2752 6,3080 6,3322 6,3721 6,4252 6,4622
опыт [12] 6,2868 6,3100 6,3322 6,3683 6,4236 6,4622

Таблица 3

Материал проводника		Удельное сопротивление $\rho_x(T) \cdot 10^{-8}$, Ом·м						
		При температуре						
		93,15	198,15	273,15	293,15	313,15	353,15	370,15
Na	Твердый	0,974	2,927	4,477	4,906	5,340	6,224	6,625
		1,000	2,8	4,477	4,879	5,314	6,279	6,750
	При температуре К							
	Жидкий	393	453	533	573	633	673	—
		10,36	12,39	15,16	16,58	18,73	20,18	—
	При температуре К							
Сплав K—Na	Твердый 56,5 % K	373	573	673	773	873	973	1073
		40,12	54,61	62,21	70,00	77,96	86,06	94,30
		41,61	54,33	62,21	69,37	78,29	88,23	99,68
	То же 78 % K	44,54	58,38	65,65	73,10	80,70	88,45	96,32
		45,63	58,58	65,65	73,48	82,61	91,76	104,51
	При температуре К							
Zn		90	195	273	294	365	464,6	573
		1,39	3,61	5,45	5,94	7,77	10,37	13,34
		1,62	3,64	5,45	5,92	8,00	10,37	13,25

Примечание. В числителе указаны расчетные значения, в знаменателе — опытные.

Таблица 2

Температура, К	Значение $R_x(T) \cdot 10^{-6}$, Ом				
	для вольфрама		Температура, К	для молибдена	
	новый метод	опыт		новый метод	опыт
273	6,37	6,37	273	6,59	6,85
293	6,98	9,99	300	7,36	7,36
300	7,19	7,20	400	10,34	10,36
400	10,38	10,26	1200	37,62	36,90
500	13,71	13,45	1400	45,08	44,60
600	17,16	17,85	1600	52,59	52,40
700	20,72	20,49	1800	60,30	59,80
800	24,35	24,19	2000	68,12	69,60
900	28,06	27,94	2200	76,06	75,40
1000	31,84	31,74	2400	84,10	83,80
1500	51,51	51,40	2600	92,22	91,80
1800	63,82	63,74	2800	100,44	99,80
2000	72,19	72,19	2895	104,37	103,40
2500	93,61	94,13	—	—	—
2800	106,76	107,85	—	—	—
3000	115,63	117,21	—	—	—
3300	129,08	131,60	—	—	—
3500	138,14	141,42	—	—	—
3655	145,21	149,15	—	—	—

Думается, что предложенный метод ускоренного изучения сопротивлений и некоторых других характеристик электронных и электротехнических устройств может представить определенный интерес. В связи с этим важно дать математически более строгое обобщенное доказательство УЛЗ (3), как функционального тождества ФТ.

Доказательство теоремы о функциональных тождествах. Опыт показал, что все ФВ $f_{x,i}[r[Y(t), t], p[Y(t), t], Y(t), t] = f_{x,i}\{Y(t)\}$ любых макросред, микрочастиц, устройств, машин зависят прежде всего от внешних фундаментальных сил и полей: электромагнитного

[$\vec{E}(t)$ и $\vec{H}(t)$], гравитационного $\vec{C}(t)$ и вакуумного $\vec{B}(t)$, слабых $\vec{C}_s(t)$ и сильных $\vec{C}_a(t)$ взаимодействий, а также производных от них полей: температурного $T(t)$, пьезодинамического $p(t)$, а не только от времени t . Обозначим все отмеченные поля через $Y(t)$. Все они действуют на объекты с течением времени t , которое является однородным, течет равномерно, но, само по себе, в отличие от $Y(t)$, оно не может изменять состояние, энергию и ФВ объектов, поскольку не может совершать работу, передавать тепло и излучение. Словом, все ФВ $f_{x,i}[r[Y(t), t], p[Y(t), t], Y(t), t] = f_{x,i}\{Y(t)\}$ любых объектов x -функции аргументов (ФА), а именно $Y(t)$. Соответственно этому, все равенства, связывающие ФА современного естествознания, в действительности есть функциональные тождества (ФТ), которые теперь должны выполняться при всех значениях аргумента $Y(t)$ интервала его изменения ($a \leq Y(t) \leq b$).

Естествознание, и его фундамент — физика, и порожденные ею технические науки были созданы без учета зависимости ФВ $f_{x,i}$ от внешних полей $Y(t)$ для простейшей математической модели ФА: $f_{x,i}(t)$, в которой в роли аргумента взято только время t . Но язык физики и технических наук является математикой; между тем, в математическую модель ФА фундаментальных наук (ФН) истинные аргументы — внешние поля $Y(t)$ не были включены. Очевидно, что аргументы $Y(t)$ не могут изменять ФВ $f(t)$, поскольку не были включены в математическую модель ФА $f(t)$; понятно, что $Y(t)$ не фигурируют в равенствах ФН, связывающих ФА $f(t)$. Попытки ввести некоторые из внешних полей $T(t), \vec{E}(t), \vec{H}(t)$ в равенства теорий эмпирически в первой степени без какого-либо обоснования не могли разрешить затруднений.

Возникшие затруднения усугубляются тем, что все исходные положения и соотношения — вариационный принцип, уравнения Лагранжа, Гамильтона и другие — получены для указанной наимпростейшей модели объектов изучения. В них, как и во все другие уравнения классической и квантовой теорий, входят только функции времени $f(t)$, в которых нет места внешним полям $Y(t)$. Все соотношения ФН, связывающие ФВ $f(t), p(t), t = f(t)$, написаны с привлечением размерных коэффициентов, в том числе ФФК в ранге мировых постоянных. Понятно, что такие равенства не могут быть ФТ, тем более что входящие в них ФВ $f(t)$ остаются фактически неявными функциями $Y(t)$.

Нарушения равенств особенно ярко выявляются в квантовых теориях. При разрешении равенств относительно мировых постоянных возникает абсурдная ситуация: левые части — мировые постоянные, а правые — функции $Y(t)$, например, увеличивающиеся с ростом $Y(t)$ (Штарк-и Зееман-эффекты и др.).

С физической и математической точек зрения принципиально выяснить, будут ли сохранять свою силу ФТ при любых входящих в них ФА $f(Y(t))$.

В декартовой системе координат с размерностью длины ФТ и ФА аналитически и графически изображаются сложными кривыми [13]; лишь линейные по их определению $y = a + bx$ изображаются прямыми. Выясним, как ведут себя ФТ, например, УЛЗ (3), в многомерном функциональном пространстве (МФП), в котором роль декартовых координат играют сами ФА: $f_{x,i}[r_k[Y(t), t], p_k[Y(t), t], Y(t), t] = f_{x,i}[Y(t)]$.

Пусть в некоторой конечной области $D \subset V$ МФП имеется множество всевозможных энергетических и такой же размерности неэнергетических ФВ, соответствующих им операторов, решений разнообразных уравнений и просто математических величин — ФА, относящихся к любым макросредам и микрочастицам, различным устройствам:

$$f_{x,i}[\vec{Y}(t), t], \vec{p}[Y(t), t], Y(t), t] = f_{x,i}[Y(t)]; \Psi_{ct}[Y(t)].$$

Допустим, что все они аддитивны и универсальны по своей природе, подчинены закону Джоуля — Ленца.

Примем, что все отмеченные ФА являются конечными, непрерывными и однозначными вместе с n производными по $Y(t)$ и для них известны начальные, граничные и краевые условия. В остальном данное множество ФА и ФТ не имеет каких-либо других ограничений и они могут принадлежать любым макросредам, микрочастицам, устройствам, решениям уравнений и т. д.

Заранее сказать невозможно, будут ли корректными ФТ для любых ФТ или для какой либо частной разновидности ФА.

Поэтому необходимо сформулировать теорему о ФТ и доказать ее.

Теорема: в МФП справедливы только ФТ, которые объединяют лишь те функции аргумента с одинаковым характером их зависимости от $Y(t)$, которые удовлетворяют требованию

$$B'_{x,i} = \operatorname{tg} \alpha_{x,i} = [\partial f_{x,i} / \partial Y(t)] : [\partial f_{ct,i} / \partial Y(t)] = f_{x,i}[Y(t)] : f_{ct,i}[Y(t)] = \text{const.} \quad (18)$$

Для обоснования теоремы используем известное в математике доказательство от противного.

1. Допустим, что теорема неправильна и без каких либо ограничений справедливы любые ФТ:

$$f_{x,i}[Y(t)] = a'_{x,i} + b'_{x,i} \Psi_{ct,i}[Y(t)], \quad (3a)$$

в которые могут входить всевозможные ФА: $f_{ct,i}[Y(t)]$, $\varphi_{x,i}[Y(t)]$, $\theta_{x,i}[Y(t)]$, $\gamma_{x,i}[Y(t)]$, в том числе с различным характером их зависимости от Y — $\Psi_{ct,i}[Y(t)]$, $\varphi_{x,i}[Y(t)]$ и другие. В (3a) величины $a'_{x,i}$ и $b'_{x,i}$ — константы, фигурирующие в УЛЗ (3).

Однако сделанное допущение ошибочно в силу того, что в ФТ (3a) входят ФА $f_{x,i}[Y(t)]$ и $\Psi_{ct,i}[Y(t)]$, имеющие различные размерности: $[f_{x,i}[Y(t)]] \neq [\Psi_{ct,i}[Y(t)]]$, которые нарушают ФТ (3a). Нарушение ФТ (3a) остается в силе и в том случае, если константа $a'_{x,i}$ окажется какой-либо функцией $Y(t)$. Поэтому константу $a'_{x,i}$ без ограничения общности выводов можно оставить в виде прежней постоянной, входящей в ФТ (3) и (3a). Более того, эти ФТ будут нарушенными и в тех случаях, когда $b'_{x,i}$ оказывается некоторой функцией $Y(t)$: $b'_{x,i} = \varphi_{ct,i}[Y(t)]$. В самом деле, $b'_{x,i} f_{ct,i}[Y(t)] = \varphi_{ct,i}[Y(t)] \times \varphi_{ct,i}[Y(t)] = \theta_{ct,i}[Y(t)]$ и $b'_{x,i} \Psi_{ct,i}[Y(t)] = \varphi_{ct,i}[Y(t)] \Psi_{ct,i}[Y(t)] = \gamma_{ct,i}[Y(t)]$. Отсюда (3) и (3a) размерности и характер зависимости входящих в них ФА будут различными, что и приводит к нарушению отмеченных ФТ.

Итак, выдвинутое допущение о несправедливости теоремы ошибочно. В ФТ (3) и (3a) могут входить в лучшем случае лишь ФА с одинаковым характером их зависимости от $Y(t)$: $f_{x,i}[Y(t)]$, $f_{ct,i}[Y(t)]$ и им аналогичные. Однако в ФТ не могут входить ФА с различным характером их зависимости от $Y(t)$: $\Psi_{x,i}[Y(t)]$, $f_{x,i}[Y(t)]$, $\theta_{x,i}[Y(t)]$, $\varphi_{x,i}[Y(t)]$ и т. д.; они их нарушают.

2. Положим теперь, что ФТ в определении сформулированной теореме действительны для любых ФА с одинаковым характером их зависимости от $Y(t)$ без каких-либо ограничений, например вида (18). Для опровержения сделанного допущения возьмем произвольно какие-либо две из всего множества такого класса ФА:

$$f_{x,i}[Y(t)] = 3 - 10Y(t) + 2Y^2(t) \quad \text{и} \quad f_{ct,i}[Y(t)] = 10 - 3Y(t) - 5Y^2(t).$$

Находим их первые производные по $Y(t)$ и результаты подставляем в соотношение (18). Получаем

$$b'_{x,i} = (-10 + 4Y(t)) / (-3 - 10Y(t)) = \varphi_{x,i}[Y(t)] \neq \text{const.} \quad (18')$$

Действительно, при $Y_1 = 1$ по (18') имеем $b'_{x,i} = 6/13 > 0$, а при $Y_2 = 4$ величина $b'_{x,i} = -6/43 < 0$. Подставляя (18') в (3), получаем, что в нем второе слагаемое правой части равно $b'_{x,i} f_{ct,i}[Y(t)] = \varphi_{x,i}[Y(t)] f_{ct,i}[Y(t)] = \Psi_{ct,i}[Y(t)]$, т. е. становится ФА с иным характером зависимости от $Y(t)$, чем его левая часть. Их размерности будут различными, и (3) переходит в нарушенное ФТ (3a). В точности такая же ситуация

будет для всех пар ФВ: $f_{x,i}[Y(t)]$ и $f_{ct,i}[Y(t)]$ или i и j ($i = 1, 2, \dots, j-1, j+1, \dots, r_0$) ФТ (3), если $b'_{x,i}$ будет переменной функцией $Y(t)$, например, типа (18').

Следовательно, и в этом случае выдвинутое в противовес теореме допущение неправомерно. Сформулированная теорема о ФТ остается в силе.

Таким образом, остается единственное правильное заключение, что сформулированная теорема о функциональных тождествах в МФП правильна и доказана правильно. В ФТ без их нарушения могут входить только ФА одинакового характера их зависимости от $Y(t)$ при соблюдении требования (18). Поскольку УЛЗ (3) есть функциональное тождество, то тем самым является доказанной и УЛЗ (3).

Следствия из теоремы: а) в МФП все ФТ вида (3), в том числе УЛЗ, графически изображаются прямыми линиями; б) в любые ФТ могут входить без их

нарушения только функции аргумента $f_{x,i}[Y(t)]$ с одинаковым видом их зависимости от $Y(t)$, удовлетворяющие требованию (18); в) в природе существует УЛЗ (3) между всевозможными энергетическими и такой же размерности комбинациями неэнергетических ФВ для любых макросред, микрочастиц и устройств на их основе при условии неизменности их макро- и микроструктуры; г) все без исключений внешние поля $Y(t)$ и тела изменяют состояние, энергию и ФВ единым универсальным способом — путем совершения работы, передачи тепла и излучения объектам — в соответствии с законом Джоуля — Ленца. Поэтому для всех внешних полей $Y(t)$ зависимость ФВ от $Y(t)$, независимо от вида объекта и его свойства, должна быть универсальной по общей записи, что и подтвердилось практически [2—10]. Будут различными лишь знаки и численные значения коэффициентов в формулах типа (5) и (6), разумеется, если речь идет об энергетических ФВ и их аналогах.

Как представляется автору, было бы крайне важно развить фундамент естествознания — физику и порожденные ею другие науки для более общей и более реалистичной модели объектов изучения, с учетом явной и косвенной зависимости ФВ от $Y(t)$.

Список литературы

1. Таблицы физических величин. — Справочник / Под ред. И. К. Кикоина — М.: Атомиздат, 1976.
2. Маслов Ю. П. К изучению электрооптических параметров зонной структуры полупроводниковых растворов. — Физика и техника полупроводников, 1975, т. 9, № 11.
3. Маслов Ю. П., Маслов П. Г. Линейная закономерность между ширинами запрещенных зон любых полупро-

водников — В кн.: Полуметалл и сегнетоэлектрики. — Л.: Изд-во ЛГПИ, 1976.

4. Маслов Ю. П. К методам изучения тепло- и электрофизических характеристик газообразных и конденсированных, в том числе полупроводниковых, веществ: Автореф. дис... канд. физ-мат. наук. — Л.: ЛГПИ, 1972.

5. Маслов Ю. П., Маслов П. Г. Линейная корреляционная закономерность между энергетическими характеристиками полупроводников и диэлектриков. — Изв. АН СССР. Сер. Неорганические материалы, 1984, т. 20, № 8.

6. Формулы температурной зависимости термодинамических свойств некоторых сложных кристаллических окислов / В. Утешева, Л. Ермолова, Т. Вагина и др. — Журнал прикладной химии АН СССР, 1979, т. 52, № 12.

7. Мацлов П. Г., Маслов Ю. П. О характере температурной зависимости излучательных способностей реальных тел. — Журнал прикладной спектроскопии АН СССР, 1980, т. 33, вып. 4.

8. Формулы температурной зависимости коэффициентов поверхностного натяжения некоторых жидких веществ / Токмакова А., Егорова О., Маслов Ю. П. и др. — Изв. АН СССР. Сер. Неорганические материалы, 1981, т. 17, № 11.

9. Маслов Ю. П., Маслов П. Г. К методам нахождения термодинамических функций веществ в твердом и жидким состояниях. — В кн.: Термодинамические и термохимические константы / Под ред. К. В. Астахова. — М.: Наука, 1970.

10. Термодинамические свойства индивидуальных веществ. Справочник, т. 1—4 / Под ред. В. П. Глушко. — М.: Наука, 1978—1982.

11. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1973.

12. Киттель Ч., Найт У., Рудерман М. Курс физики, т. 1. Механика / Пер. с англ. — М.: Наука, 1971.

13. Смирнов В. И. Курс высшей математики, т. I. — М.: ГИТТЛ, 1951.

[19.06.90]

УДК 621.311.161:061.3

Первый формальный шаг по пути создания Единой электроэнергетической системы мира

ЕРШЕВИЧ В. В., доктор техн. наук

В Виннипеге (провинция Манитоба, Канада) в июле 1991 г. состоялось первое совещание индивидуальных экспертов по проблеме создания Единой электроэнергетической системы Мира (Global Electric Energy Grid). В окончательной редакции отчета о проведении совещаний его тема была определена как «Пределы дальней передачи электроэнергии по линиям высокого напряжения и соответствующие экономические, экологические и социально-политические препятствия».

Целью совещания было определено: доказать техническую, экономическую, экологическую и социально-политическую возможность международного обмена электроэнергией на глобальной основе. Основными инициаторами и организаторами проведения совещания явились фирмы — американская GENI (Global Energy Network International — Peter Maisom) и канадская (High Voltage Direct Current Research Centre — Denis Woodford).

Приглашена была группа (свыше 30 человек) известных в международном плане многопрофильных и неидеологизированных экспертов (лично каждый): бизнесменов, экономистов, работников министерств, бывших государственных деятелей, представителей Организации Объединенных Наций и Мирового Банка, академиков, работников предприятий, экологов, специалистов по энергосистемам. Были представлены такие страны и регионы как США, СССР, Канада, Европа, Латинская Америка, Азия, Африка, Средний Восток, Австралия и Новая Зеландия.

Группа экспертов была разбита на пять исследовательских комитетов по следующим вопросам, представляющим достаточно сложные проблемы:

- технические;
- социально-политические;
- экологические;
- экономические;
- рыночные (связанные с внедрением).

Совещание отметило ряд важных общетехнических, экономических, философских и других положений, в том числе:

рост использования электроэнергии прямо связан с повышением жизненного уровня;

индустриализированные страны мира (25 % общего населения) потребляют 75—80 % производимой в мире электроэнергии;

объединение энергосистем помогает оптимизировать производство и распределение электроэнергии и уменьшить вредное влияние электроэнергетики на окружающую среду;

создание региональных энергообъединений не ограничивается политическими и экономическими факторами;

высоковольтные электропередачи постоянного тока являются предпочтительным средством передачи электроэнергии на расстояние более 1000 км;

сегодня реализуемы электропередачи напряжением до 1200 кВ переменного тока и до ± 750 кВ постоянного тока; в перспективе возможно сооружение электропередач и более высоких напряжений;

одним из преимуществ создания Единой электроэнергетической системы Мира является возможность уменьшения необходимой генерирующей мощности и, как следствие, вывод из работы наиболее неблагоприятных в экологическом отношении электростанций;

создание Единой электроэнергетической системы Мира облегчит снабжение электроэнергией регионов, не имеющих экономичных и экологичных источников электроэнергии.

В качестве примеров международных и межрегиональных электропередач, изучение которых могло бы оказаться полезным для формирования Единой энергосистемы Мира, совещание назвало следующие:

в Африке

Заир — Центральная Африканская Республика — Судан — Египет;

в Северной Америке

Манитоба (Канада) — Северная Дакота — Южная Дакота — Небраска (США);

в Азии

СССР — Северная Корея — Южная Корея — Япония;

в Северной, Центральной и Южной Америке
Колумбия — Панама — Коста Рика — Никарагуа — Гондурас — Сальвадор — Гватемала — Мексика;

в Азии и Северной Америке
СССР (Сибирь) — США (Аляска) — Канада — США.

в Европе
Норвегия — Швеция — Финляндия;
в районе Персидского залива
Оман — Объединение Арабские Эмираты — Саудовская Аравия — Катар — Кувейт.

В процессе обсуждения назывались и другие перспективные электропередачи, однако приведенный выше перечень был признан наиболее представительным с точки зрения выявления характерных проблем, связанных с различными этапами работ по созданию межгосударственных электропередач.

На базе материалов проведенного в Виннипеге совещания намечается в начале 1992 г. определить программу дальнейших действий по созданию Единой электроэнергетической системы Мира.

ПОДГОТОВКА РУКОПИСЕЙ ДЛЯ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно прописывать ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановки задачи, решаемой в статье;

б) метод решения задачи и принятые допущения;

в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;

г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

д) выводы и рекомендации;

е) приложения: доказательства использованных в статье положений; математические выкладки и преобразования;

ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы заключать в кружочек красным карандашом.

При вписывании индексов следует указывать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности в тексте, при этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер, страницы;

б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания, число страниц в книге.

Названия иностранных работ и работ на языке народов СССР, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответствовать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи и не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснять либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть

контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

9. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ершевич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларионов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Строев В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80
101000 Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Редакторы по направлениям тематики:

Евсеев Б. Н. (электрические машины, электропривод, электрический транспорт); Макаршин Б. Д. (ТОЭ, преобразовательная техника, электроматериалы); Прилуцкий А. Л. (электроэнергетика, ТВН, электрические аппараты)

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская Корректор И. А. Володяева

Сдано в набор 18.11.91. Подписано в печать 11.12.91. Формат 60×88^{1/8}. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,31. Уч.-изд. л. 9,23. Тираж 3393 экз. Заказ 6761. Цена 2 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Трудового Красного Знамени
Чеховский полиграфический комбинат
Министерства печати и массовой информации РСФСР
142300 г. Чехов Московской области
Отпечатано в Подольском филиале ПО «Периодика»
142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

СОДЕРЖАНИЕ

Виницкий Ю. Д., Шакарян Ю. Г. Мощные частотно-регулируемые электроприводы механизмов собственных нужд тепловых электростанций	
Глазунов А. А., Кавченков В. П., Пыхтина И. Н. Стохастическое моделирование токов короткого замыкания центров питания систем электроснабжения городов	1
Рошин Г. В., Сысоева Л. В., Фокин В. К., Филатов В. И. Применение трехфазных аналого-физических моделей для решения электроэнергетических задач	8
Андропов В. М., Ишкун В. Х., Книжник Р. Г., Кочубей А. Н. Синтез и анализ сетей передачи данных в энергетике	12
Васильев А. Б., Лурье А. И. Расчет магнитного поля и электродинамической стойкости трансформаторов при бросках намагничивающего тока	17
Авруцкий В. А., Бизяев А. С., Гущин И. А., Прокhorov Е. Н., Сергиевская И. М. Оптимизация сеточной молниезащиты изделий из диэлектрических конструкционных материалов	21
Шумилов В. Ф., Никитин Б. К., Шумилова Н. И. Принцип стохастического оптимума в автоматизированном электроприводе	27
Хохлов Ю. И., Хусаинов Ш. Н. Анализ стабилизирующих возможностей комплекса «питающая сеть — компенсированный параметрический источник тока — нагрузка»	31
СООБЩЕНИЯ	
Баркан Я. Д., Ланин А. М. К учету потерь в оптимизационной модели режима электрической системы	40
Левит А. Г., Гречко О. Н., Щипунова Н. П. Учет старения изоляции в новой концепции приемочных испытаний высоковольтных силовых трансформаторов и аппаратов	45
Данишина А. А., Морозова Т. И., Савченко А. И. Оптимизация конструкции концевой изоляции обмоток высоковольтных трансформаторов	49
Аракелян В. Г., Дарьян Л. А., Лоханин А. К. Хроматографический метод диагностики высоковольтных импульсных конденсаторов при их производстве	54
Исхаков А. С., Ушаков А. В. Быстро действующие асинхронные регуляторы напряжения широтно-импульсных преобразователей	58
Доний А. Н., Алексеев В. Ю. Расчет сопротивления потерь и индуктивности металлического цилиндра в продольном магнитном поле	60
Маслов П. Г. О температурной зависимости электрических сопротивлений металлов и их сплавов	62
ХРОНИКА	

CONTENTS

Vinitski U. D., Shakarian Yu. G.— Large Frequency-Controlled Drives for the Auxiliaries at Thermal Power Plants	1
Glazunov A. A., Kavchenkov V. P., Pykhtina I. N.— Stochastic Simulation of Fault Currents From Bulk Power Sources in Urban Power Supply Systems	8
Roshchin G. V., Sysoyeva L. V., Fokin V. K., Filatov V. I.— Three-Phase Analog Hybrid Simulators for Studies in Electrical Power Engineering	12
Andropov V. M., Ishkin V. H., Knizhnik R. G., Kochubei A. N.— Synthesis and Analysis of Data Transmission Networks in the Power Industry	17
Vasiliev A. B., Lurie A. I.— Calculation of the Magnetic Field and Electrodynamic Withstand Strength of Transformers for Magnetizing Current Inrush	21
Avrutski V. A., Bizyaev A. S., Guschin I. A., Prokhorov E. N., Sergievskaya I. M.— Optimization of the Lightning Protection Grid for Articles From Dielectric Construction Materials	27
Shumilov V. F., Nikitin B. K., Shumilova N. I.— The Stochastic Optimum Principle in Automated Electric Drives	31
Khokhlov U. I., Khusainov S. N.— Analysis of Opportunities for Stabilization in the «Supply Network — Compensated Parametrical Current Source — Load» Complex	34
REPORTS	
Barkan J. D., Lanin A. M.— On Accounting for Losses in the Optimizational Model for Power System Operating Conditions	40
Levit A. G., Grechko O. N., Schipunova N. P.— Accounting for Ageing of the Insulation in a New Concept of Acceptance Tests for High-Voltage Power Transformers and Apparatus	45
Danishina A. A., Morozova T. I., Savchenko A. I.— Optimization of the Construction of the End Turn Insulation in HV Transformer Windings	49
Arakelian V. G., Darian L. A., Lokhanin A. K.— Chromatographic Technique for Diagnostics of HV Pulse Capacitors in Their Manufacture	54
Iskakov A. S., Ushakov A. V.— Fast Response Asynchronous Voltage Regulators for Pulse-Width Converters	58
Dony A. N., Aleksejev V. Ju.— Calculation of the Loss Resistance in a Longitudinal Magnetic Field	60
Maslov P. G.— How the Electrical Resistance of Metals and their Alloys Depend on the Temperature	62
GRONICLE	

ISSN 0013-5380. Электричество. 1992. № 1. 1—72