

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

С Новым годом!

1995

1

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б.Черкасский пер., 2/10

☎ 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 28.11.94. Подписано в печать 28.12.94. Формат 60×88 $\frac{1}{8}$.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 1010 экз. Заказ 116

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Макет выполнен АО «Знак», 109507, Москва, Самаркандский б-р, 15-3
Типография № 9 комитета РФ по печати
Москва, 109033, Волочаевская ул., 40

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1
ЯНВАРЬ
1995

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

Бут Д.А. Электромеханика сегодня и завтра. . .	2	Bout D.A. Electromechanics Today and Tomorrow	2
Рощин Г.В., Сыроева Л.В., Вершинина С.И., Смирнова Е.В., Филатов В.И., Фокин В.К. Преобразователь координатных осей для связи аналоговой модели электрической машины с трехфазной моделью сети	11	Roshchin G.V., Sysoyeva L.V., Vershinina S.I., Smirnova Ye.V., Filatov V.I., Fokin V.K. A Reference Frame Transforming Device for Connection of an Analogous Model of Electrical Machine with a Three-Phase AC Network Simulator	11
Афиногенов Е.П., Комельков В.С. Эффект динамического барьера при пробое жидких диэлектриков	21	Afinogenov Ye.P., Komel'kov V.S. Effect of a Dynamic Barrier in Electric Breakdown in Liquid Dielectrics	21
Дмитренко А.М. Учет переходных процессов при выборе параметров времяимпульсных дифференциальных защит трансформаторов (автотрансформаторов)	28	Dmitrenko A.M. Selection of Time-Impulse Differential Transformer Protection Parameters in Consideration of Transients	28
Денцель Д. Планирование режимов электроэнергетических систем с учетом надежности электроснабжения	34	Denzel D. Planing of Electrical Power System Operating Conditions in Consideration of Reliability	34
Якимец И.В., Наровлянский В.Г. Автотрансформаторы со стабилизированной по напряжению третичной обмоткой	39	Yakimets I.V., Narovlyanskii V.G. Autotransformers with Tertiary Winding Voltage Regulation	39
Соколова Р.Н. Уточненное представление синхронных генераторов на электродинамической модели	44	Sokolova R.N. Improved Method of Generator Simulation, as a Part of Electrodynamic Power System Simulator	44
Семенов Н.П. Метод расчета электромагнитных процессов в системе автономный инвертор напряжения — асинхронная машина	49	Semionov N.P. The Method for Calculating the Electromagnetic Processes in a System Consisting of an Input Filter, a Self-Exited Voltage Inverter and an Electrical Induction Machine	49
Соловьев В.А. Вентильный электродвигатель с обратной связью по токам фазных обмоток. . .	56	Solov'ev V.A. The Bruchless Motor with Feedback Phase Winding Current	56
Месенжник Я.З., Тареев Б.М., Прут Л.Я. Физико-математические модели отказов изоляции погружных установок электроцентробежных нефтенасосов	61	Mesenzhnik Ya.Z., Tareyev B.M., Prut L.Ya. Physical and Mathematical Models Insulation Failures for Electric Centrifugal Submersible Oil Pumps. . .	61
Здрок С.А. Устройства для зарядки аккумуляторных батарей асимметричным током	65	Zdrok S.A. Charging Facilities of an Accumulator Batteries by Asymmetrical Current	65
Колли Я.Н. Неоднородные телеграфные уравнения длинной линии	71	Colley Ya.N. The Heterogeneous Telegraphic Equations of an Homogeneous Transmission Line	71
Зыкин Ф.А. Устройство для измерения магнитных потоков, намагничивающих сил и токов . . .	75	Zykin F.A. A Device for Measurement of Magnetic Flows, Magnetomotive Forces and Currents. . .	75

CHRONICLE

Victor Mikhailovitch Yermolenko (Notice Obituary) 79

ХРОНИКА

Виктор Михайлович Ермоленко (некролог) . . . 79

Электромеханика сегодня и завтра¹

БУТ Д.А.

С общих позиций рассмотрены современное состояние и перспективы развития прикладных направлений электромеханики. Обсуждаются проблемы совершенствования синхронных и асинхронных электрических машин, машин постоянного тока, преобразователей энергии с газовой и жидкостной активной зоной, параметрических преобразователей. Для основных классов и типов электромеханических преобразователей выявляются характерные тенденции в современных и перспективных разработках с учетом имеющихся и ожидаемых достижений в области сверхпроводимости, интеграции преобразователей в сложные комплексы, их использования в энергетике будущего. Помимо традиционных электрических машин обсуждаются тенденции в развитии машин с постоянными магнитами, вентильных машин, униполярных машин, МГД-генераторов и насосов, компрессионных генераторов и электродинамических ускорителей масс. Выявляются системные связи между преобразователями различных типов с учетом ближайших и отдаленных перспектив. Для основных типов преобразователей приводятся приближенные оценки их массоэнергетических показателей и обсуждаются возможности их улучшения.

Ключевые слова: электромеханика, электрические машины, преобразователи, перспектива

Развивая известный тезис о том, что понятие «жизнь» неразрывно связано с движением, можно утверждать, что «цивилизованная жизнь» связана с движением и электричеством как самой удобной и универсальной (в смысле преобразования и использования) формой энергии. В свою очередь, движение и электричество составляют суть электромеханики. Поэтому электромеханика всегда будет сопровождать процессы жизнедеятельности человека и имеет непреходящий характер. Хотя электромеханике свойственна прикладная направленность, она не ограничена временными границами, как многие другие прикладные научно-технические направления, связанные, например, с теплоэлектростанциями, на смену которым придут термоядерные реакторы (ТЯР), традиционными автомобилями, на смену которым придут электромобили, программируемыми ЭВМ, на смену которым придут компьютеры, управляемые устными командами на обычном языке и т.д. Взаимное преобразование механической и электрической энергии, т.е. электромеханика — постоянная основа научно-технического прогресса, определяющая развитие мощной традиционной энергетики, промышленности, транспорта, быто-

The present state and general perspectives of applied electromechanics are considered on the whole. Problems of improving synchronous and induction machines, dc machines, energy converters with gaseous and liquid active elements, parametric generators, etc. have been discussed. For major types of electrical machines the tendencies of further development are outlined with taking into account a probable progress in superconductivity, integration of the machines into multifunctional complexes and their utilization in the future power technique. Apart from considering traditional versions of electrical machines a substantial attention is paid to the machines with permanent magnets and electronic converters, homopolar machines, MHD generators and pumps, compulsators and electrodynamic mass accelerators (guns). General system relations between various types of electromechanical energy converters are revealed for the near and remote future. Approximate estimations of main parameters (specific masses, efficiencies, etc.) of the machines are presented and the ways of their improving are reviewed.

Key words: electromechanics, electrical machines, converters, perspective

вой техники. Быстро возрастает роль электромеханики в новой экологически чистой энергетике (ветроэлектростанции, приливные и геотермальные энергоустановки, солнечные электростанции с турбинными циклами), в перспективной авиакосмической технике (летательные аппараты с пониженной статической устойчивостью и активными системами управления на базе электроприводов, полностью электрифицированные самолеты, летательные аппараты с электровращением винтов, использующие солнечную или СВЧ-энергию, космические аппараты с электромеханическими системами ориентации, спутники с кинетическими аккумуляторами энергии, аппараты с газотурбинными энергоустановками, планетоходы с электродвижением и т.д.), в высокоскоростном транспорте с магнитной левитацией, в новых системах вооружения (электромагнитные пушки, кинетическое оружие для противоракетных систем).

Электромеханика быстро расширяет свои традиционные границы за счет интеграции с электроникой («электромеханотроника»), благодаря разработке сверхпроводниковых (низко- и высокотемпературных) машин, развитию магнитной гидродинамики (МГД-генераторов и электромагнитных насосов, работающих на тех же принципах, что и классические электрические машины), созданию новых типов электромеханических

¹Статья написана по материалам доклада, сделанного автором на конференции в МАИ, посвященной 40-летию кафедры «Электроэнергетические и электромеханические системы» (февраль 1993 г.).

преобразователей энергии (электродинамических генераторов или компульсаторов, рельсотронов и индукционных ускорителей, являющихся аналогами линейных электродвигателей, емкостных генераторов), накопительных комплексов (электро-механических накопителей, униполярных генераторов, объединенных с индуктивными накопителями) и т.п.

Можно отметить особенность развития электромеханики. Наибольшая динамика в смысле многообразия технических решений, внедрения новых материалов и конструктивных узлов (типа газовых или магнитных подшипников), интеграции с электроникой, использования новых физических эффектов свойственна электромеханическим преобразователям (ЭМП) энергетического назначения в средних диапазонах мощностей (от единиц киловатт до десятков мегаватт). Электромеханика больших мощностей (сотни и тысячи мегаватт), как и другие отрасли с серийным производством крупных агрегатов (железнодорожный и морской транспорт, тяжелое машиностроение и т.п.), относительно консервативна и ориентирована в основном на модификации традиционных технических решений, хотя и сопровождается поиском новых концепций, число которых обычно невелико (например, крупные турбогенераторы с водяным охлаждением или сверхпроводниковыми обмотками, стационарные МГД-генераторы и др.).

Аналогичная ситуация проявляется и в электромеханике малых мощностей (микромашинах), где также при разработке собственно ЭМП в основном используются традиционные решения, а области поиска новых подходов охватывают схемотехнику, интеграцию с информационно-вычислительными устройствами, конструктивное объединение с базовыми агрегатами и т.п.

Обзор и анализ перечисленных направлений электромеханики с обсуждением рабочих характеристик и количественных показателей ЭМП, их альтернативных технических решений и т.п. могут быть предметом фундаментальной монографии. В статье предпринята попытка отразить общие контуры современной и перспективной электромеханики с акцентом на логические и системотехнические аспекты, раскрывающие динамику и основные тенденции развития этого важного научно-технического направления.

Первичная информация представлена в виде таблицы, систематизирующей ЭМП по классам и типам и отражающей современные и перспективные разработки по характерным направлениям с учетом их системного взаимодействия.

Перспективные разработки оцениваются на двух уровнях: 1-й — ближайший период (порядка 10 лет), 2-й — отдаленное будущее (20—50 лет).

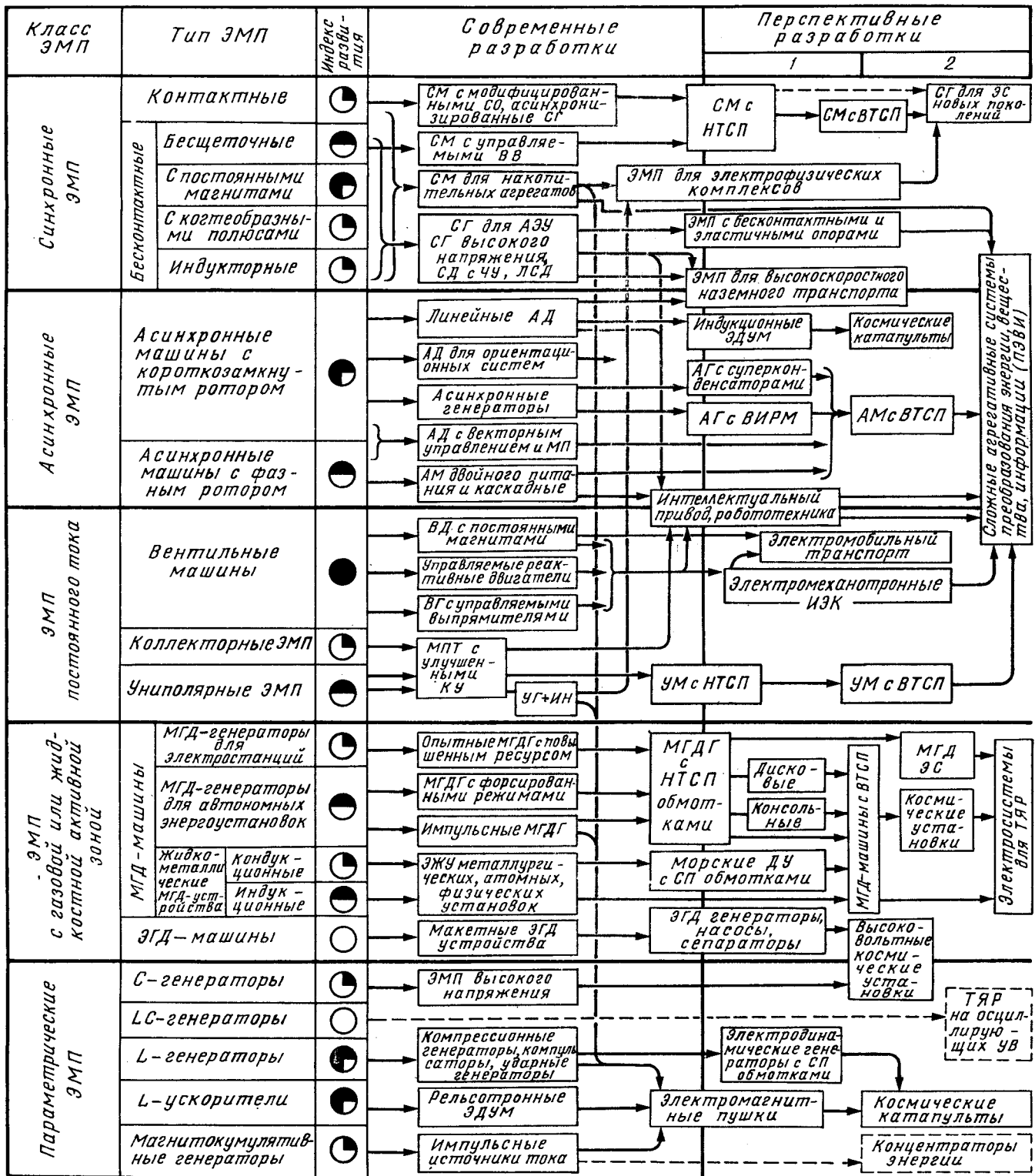
В таблицу введен условный индекс развития: круг, степень зачерченности которого примерно характеризует интенсивность новых разработок по соответствующим преобразователям в настоящее время. Все оценки не претендуют на строгую достоверность и дают лишь общее представление о современной и перспективной электромеханике с учетом литературных данных и, в определенной мере, точки зрения автора. В дальнейшем последовательность изложения материала соответствует естественному порядку прочтения таблицы (слева направо, сверху вниз).

Кроме общей систематизации, некоторых обобщений и качественного анализа тенденций развития основных типов ЭМП, в статье приводятся количественные оценки возможностей улучшения показателей ЭМП в будущем. В общем случае для этих целей необходимо решение многокритериальных задач с учетом массогабаритных, стоимостных, надежностных, динамических и других показателей, что неосуществимо в рамках одной статьи. Поэтому акцент в дальнейшем делается на приближенных оценках массогабаритных и энергетических показателей, обладающих физической наглядностью и статистической базой данных по основным классам и типам ЭМП.

Статья ориентирована на результаты и перспективы в области прикладных исследований, в ней не рассматриваются теоретические работы по электромеханике, которые заслуживают самостоятельного анализа. Перечень использованной литературы не претендует на полноту обзора по проблеме и характеризует типичные примеры проводимых разработок.

Синхронные машины (СМ) энергетического назначения охватывают наиболее широкий диапазон мощностей (от 1 до 10^6 кВт) и отличаются многообразием типов и конструктивных исполнений. Помимо классических СМ с контактными кольцами существует большое число модификаций бесконтактных СМ: бесщеточные с вращающимся выпрямителем (ВВ), с постоянными магнитами на роторе, с когтеобразными полюсами, индукторные и др. (см. таблицу).

В настоящее время усилия разработчиков СМ помимо традиционных направлений (улучшение технологии, повышение КПД, снижение вибраций и т.п.) направлены на решение ряда относительно новых задач. Совершенствование крупных СМ с электромагнитным возбуждением связано, в основном, с модификацией их систем охлаждения (СО). Особый интерес представляют разработки турбогенераторов с полностью водяным охлаждением (вместо водородного), позволяющим заметно упростить эксплуатацию энергоблоков, повысить их надежность и снизить стоимость [1—3]. Интересным представляется возврат на новом



уровне к наиболее простому воздушному охлаждению турбогенераторов для парогазовых циклов, обеспечивающих повышение КПД электростанций с 40% до 55% [3]. Модернизация систем охлаждения приводит к заметному прогрессу в разработках бесщеточных генераторов для бортовых энергоустановок [4].

Развитие силовой электроники стимулирует разработку и внедрение асинхронизированных синхронных генераторов (СГ), обладающих улучшенными энергетическими показателями и расширенными областями применения по сравнению с обычными СГ [27].

Дальнейшие перспективы радикального совершенствования крупных СМ связаны с применением сверхпроводниковых обмоток (см. таблицу) и отказом от стальных магнитопроводов, что обеспечит создание компактных высокоиспользованных энергоблоков. В настоящее время такие машины могут быть реализованы на основе низкотемпературных сверхпроводников (НТСП) типа NbTi, Nb₃Sn, V₃Ga и других работающих в жидком гелии при плотностях тока порядка 10³ А/мм² и индукциях до 10–15 Тл [1, 5, 7, 9].

Сверхпроводниковые генераторы предполагают использовать как альтернативу стационарным турбогенераторам традиционного исполнения и в качестве высокофорсированных автономных источников питания [1, 5, 6]. Ведутся работы над синхронными машинами (генераторами и двигателями) с НТСП для судовой техники [7, 8].

К важным достижениям последних лет следует отнести создание НТСП, работающих на переменных токах [5, 9], что открывает пути реализации машин с СП-обмотками как для индуктора, так и для якоря [5]. Из-за сложных криогенных систем и конструкторско-технологических проблем практическое использование СМ с НТСП связано с большими трудностями, хотя опытные образцы машин продемонстрировали их важные достоинства по сравнению с традиционными прототипами. По-видимому, «прорывные» ситуации в этом направлении возникнут при промышленном внедрении СМ с высокотемпературными сверхпроводниками (СМ с ВТСП) на основе керамик Y–Ba–Cu–O и других работающих при температурах жидкого азота и выше [5, 9, 10]. Для их эффективной работы необходимы плотности тока в ВТСП-обмотках порядка 100 А/мм² или выше. Сейчас достигнуты значения до 20 А/мм² (при $B=5$ Тл).

В настоящее время ведутся активные работы над улучшением свойств НТСП и ВТСП материалов (например на основе соединений Nb₃Al–Ge, PbM₆S₈ — для НТСП, и Bi и Tl — для ВТСП [9]).

Интересно заметить, что ВТСП материалы позволяют разрабатывать СМ принципиально новых типов, например с использованием токовых гистерезисных эффектов, не имеющих аналогов в классических машинах [10].

Можно ожидать, что в отдаленной перспективе сверхпроводниковые СГ будут использоваться в электростанциях (ЭС) новых поколений на основе ТЯР, передачи энергии из космоса (с использованием исходной солнечной или ядерной энергии, канализируемой с помощью СВЧ-излучения), экологически чистых возобновляемых видах энергии на Земле [11].

Прогресс в области ВТСП-машин будет зависеть от успехов в разработке технологичных проводов из ВТСП, а также повышения критических температур. Если экстраполировать в будущее идеи В.А. Литта и В.Л. Гинзбурга о реализации в конечном итоге сверхпроводимости на постоянном и переменном токах при естественных температурах [5], то можно ожидать в отдаленной перспективе полного пересмотра научно-технических и инженерных концепций создания ЭМП всех типов (синхронных, асинхронных, униполярных, параметрических и др.), поскольку изменится качественная природа и структура электрических и магнитных цепей, хотя основополагающие принципы электромеханического преобразования энергии, по-видимому, сохранятся неизменными. Помимо СПСМ в настоящее время исследуются ЭМП с криореэктивными проводами (например, на чистом алюминии) [5, 6], у которых удельное сопротивление снижается в тысячи раз при температурах порядка 20–30 К (температуры жидких водорода и неона). Такие ЭМП хорошо встраиваются в системы, где имеется требуемый хладагент (например, в энергосистемы летательных аппаратов, использующих жидкий водород в маршевых двигателях). Бериллиевые криопроводники могут работать при температуре жидкого азота (77 К).

Рассмотрим другие пути развития СМ. Представляют интерес разработки СМ для накопительных агрегатов на основе механических (маховичных), емкостных и индуктивных накопителей энергии [3, 12]. Такие установки сегодня и в перспективе будут использоваться для питания мощного технологического оборудования, электрофизических комплексов [13], электродинамических ускорителей масс (ЭДУМ) (см. таблицу).

В разработках СМ в настоящее время наблюдается тенденция к смещению акцентов на бесконтактные машины, обладающие повышенной надежностью, улучшенными эксплуатационными качествами и широкими диапазонами допустимых окружающих условий [14]. Среди бесконтактных СМ широкое распространение получили

машины с вращающимся выпрямителем (бесщеточные), реализованные в широком диапазоне мощностей ($1-10^6$ кВт), включая авиационные генераторы ($10-100$ кВт), двигатели для турбокомпрессорных установок и тяговых агрегатов (10^2-10^3 кВт), крупные турбогенераторы (10^5-10^6 кВт) [1].

Совершенствование бесщеточных машин может эффективно осуществляться при переходе на управляемые вращающиеся выпрямители (ВВ) на элементах типа фототиристоров. Такие системы обеспечат существенное повышение быстродействия регулирования и улучшение динамических характеристик машин, что особенно важно для автономных энергоустановок, работающих в нестабильных режимах.

Быстрый прогресс наблюдается в разработках машин с постоянными магнитами благодаря созданию и промышленному освоению новых высококоэрцитивных материалов (SmCo_5 , $\text{Sm}_{0,5}\text{Pr}_{0,5}\text{Co}_5$, $\text{Nd}_{15}\text{Fe}_{77}\text{B}_8$ и др.) [14, 30]. При их использовании открывается возможность не только усовершенствовать индуктор машины, но и улучшить ее показатели за счет перехода к беспазовым конструкциям якоря с повышенными линейными нагрузками. Прогресс в развитии магнитотвердых материалов происходит столь быстрыми темпами (за прошедшие 30–40 лет удельные магнитные энергии материалов возросли в десятки раз), что можно ожидать «прорывных» этапов в этом направлении с соответствующим пересмотром традиционных подходов к созданию ЭМП широкого класса. В перспективе альтернативу традиционным постоянным магнитам могут составить магниты на основе сверхпроводников с замороженным магнитным полем.

Главный недостаток СМ с постоянными магнитами, связанный с усложненным регулированием напряжения по цепи возбуждения, компенсируется за счет быстрого прогресса в силовой электронике, обеспечивающей реализацию эффективных быстродействующих регуляторов напряжения. С помощью силовой электроники создаются эффективные системы преобразования и стабилизации частоты СМ.

Продолжаются разработки по усовершенствованию СМ с когтеобразными полюсами и индукторных машин [14, 29]. Такие машины имеют предельно простой ротор, состоящий из магнитомягкого сердечника с выступами нужной формы и допускающий высокие окружные скорости (до 300 м/с). Они представляют интерес при использовании агрегатов, работающих в сложных нестандартных условиях — при повышенных температурах, в присутствии агрессивных сред (например, в двигателях нефтепромысловых установок, в генераторах космических аппаратов), в

установках маховичного типа, где требуются большие моменты инерции ротора, и др.

Индукторные машины хорошо приспособлены для работы в системах повышенной частоты (до 20 кГц), предназначенных для автономной электроэнергетики (в том числе, для систем генерирования перспективных летательных аппаратов [15]).

По массогабаритным показателям машины с когтеобразными полюсами и индукторные обычно уступают другим типам СМ (из-за ограничений на относительную длину и ухудшенного использования магнитопровода), однако благодаря высокой надежности, повышенным скоростям ротора, малой зависимости от окружающих условий они могут в ряде случаев успешно конкурировать с другими типами машин [29].

На основе бесконтактных СМ различных типов (см. таблицу) создаются высокофорсированные генераторы для автономных энергоустановок (АЭУ), используемых на транспорте, в авиации и космической технике, в судовых энергосистемах, автономных наземных комплексах.

В перспективе такие генераторы будут реализовываться с бесконтактными (газовыми, магнитными) и эластичными опорами ротора [14, 16, 31], обеспечивающими большой ресурс энергоустановок и их работу в усложненных условиях. Есть основания предполагать, что в перспективе начнет развиваться электромеханика с упругими и эластичными связями между деформируемыми активными элементами. Именно так будет обеспечиваться технический прогресс согласно концепциям бионики, ориентированной на нахождение оптимальных инженерных решений с учетом природных биологических прототипов.

Например, не обязательно в ЭМП жесткий ротор должен вращаться относительно статора в жестко фиксированных подшипниках. Можно представить себе ЭМП, в котором «ротор» движется как рука человека или крыло птицы, обеспечивая колебательное, вращательное или более сложное движение рабочего элемента без его вращения вокруг собственной оси. Если элемент закреплен в эластичной опоре и совершает непрерывное сканирующее движение, то скорости проводников в магнитном поле могут быть соизмеримы со скоростью обмоток в обычных ЭМП, и преобразование энергии окажется достаточно эффективным, причем машина не будет иметь ни традиционных подшипников, ни трущихся контактов со всеми сопутствующими проблемами [14]. По этому пути развивается, в частности, электромеханика с волновыми передачами [17], магнитоэластичными элементами, упруго-резонансными системами и т.п.

Среди направлений развития СМ следует от-

метить исследования высоковольтных генераторов. Интересные работы по высоковольтным промышленным генераторам со специальными якорными обмотками проводились в МЭИ [18]. Такие генераторы позволяют отказаться от повышающих трансформаторов в энергосистемах определенного класса. В автономных энергоустановках могут представить интерес высоковольтные генераторы для питания рентгеновских аппаратов, лазеров и т. п., реализующие концепцию машин со стержневым якорем, эквивалентным встроенному в машину повышающему трансформатору [14]. Для регулируемого возбуждения таких машин в перспективе может использоваться осевой токопровод в полом вала машины (с криогенным охлаждением или сверхпроводящий).

На основе бесконтактных СМ также разрабатываются синхронные двигатели с частотным управлением (СД с ЧУ) [19] и линейные двигатели (ЛСД) [17], которые находят применение в системах высокоавтоматизированного (интеллектуального) привода и робототехнике [19], а также в высокоскоростном наземном транспорте [20].

В перспективе СМ, как и другие типы машин, войдут в состав сложных систем преобразования энергии, вещества, информации (ПЭВИ), представляющих собой целевые оптимизированные комплексы на основе интеграции функционально разнородных элементов, взаимодействующих по единому алгоритму для решения сложных многоцелевых задач (например в области синтеза перспективных робототехнических систем, в том числе с использованием искусственного интеллекта и др.) [21]. Вообще наблюдаемая сегодня тенденция к взаимному «перекрытию» различных наук и технических направлений в отдаленном будущем приведет к тому, что на смену автономным механизмам, устройствам, преобразователям, системам управления придут единые комплексы, структура которых будет определяться не функциональными терминами (генератор, двигатель, полупроводниковый преобразователь и т. п.), а целевым назначением (например, комплекс электропитания, объединяющий в единую оптимизированную систему первичные приводы, генераторы, преобразователи, информационно-управляющие аппараты и регуляторы, коммутационно-распределительные устройства и т. п., для которого все энергетические, вещественные, информационные связи кодируются и оптимизируются для любого режима работы [21]).

Перспективы улучшения показателей СМ удобно оценить по возможностям снижения их удельной массы m с использованием простой формулы [14]:

$$m = \frac{\pi k_D^2 k_\gamma k_k \gamma}{4k AB_\delta n}, \quad \text{кг/(В·А)}, \quad (1)$$

где k_D — отношение наружного диаметра машины к диаметру активной зоны; k_γ — коэффициент плотности, характеризующий заполнение объема машины активными материалами со средней плотностью γ ; k_k — конструктивный коэффициент, учитывающий увеличение массы за счет конструктивных элементов; $k \approx 0,115$; A — линейная нагрузка, А/м; B_δ — индукция, Тл, n — частота вращения, об/мин.

Значения k_D , k_γ , k_k , γ имеют простой физический смысл и выбираются из общих соображений. Например, для промышленного двухполюсного турбогенератора мощностью $S = 12 \cdot 10^6$ В·А при $k_D = 2$; $k_\gamma = 0,8$; $k_k = 1,5$; $\gamma = 8000$ кг/м³; $A = 5 \cdot 10^4$ А/м (воздушное охлаждение); $B_\delta = 0,8$ Тл имеем $m = 0,0022$ кг/(В·А) = 2,2 кг/(кВ·А). Для крупных турбогенераторов (ТГ) с водородным охлаждением при $A = 13 \cdot 10^4$ А/м, $B_\delta = 0,85$ Тл и тех же остальных данных получим $m = 7,9 \cdot 10^{-4}$ кг/(В·А) = 0,79 кг/(кВ·А). Эти оценки хорошо совпадают с данными стандартных ТГ (например для первого случая Т-12-2, для второго ТВВ-500-2 [1]).

Для перспективных крупных сверхпроводниковых ТГ можно принять $A \approx 3 \cdot 10^5$ А/м и $B_\delta \approx 1$ Тл. Согласно (1) получим $m = 0,291$ кг/(кВ·А), что соответствует результатам расчетных проработок [1, 5].

При оценке массогабаритных показателей высокофорсированных машин для АЭУ максимальная частота вращения n_m может выбираться не по заданной частоте тока, как в промышленных генераторах, а из условия максимально допустимой (по прочностным ограничениям) окружной скорости ротора v_m , обеспечивающей минимальное значение $m_{\min}$. При этом действуют приближенные оценки [14]:

$$n_m = 60 v_m^{1,5} \sqrt{\alpha_\delta \lambda AB_\delta / (\pi S)}; \quad (2)$$

$$m_{\min} = \frac{k_D^2 k_\gamma k_k \gamma \sqrt{S / (\pi \lambda)}}{4 (\alpha_\delta AB_\delta v_m)^{1,5}}, \quad (3)$$

где S — рабочая мощность, В·А; $\lambda = l/D$ — относительная длина активной зоны; α_δ — коэффициент полюсного перекрытия.

Рассмотрим двухполюсный ($2p=2$) генератор с предельными характеристиками для АЭУ мощностью $S = 10^5$ В·А при $k_D = 2$; $k_\gamma = 0,8$; $k_k = 1,5$; $\gamma = 8000$ кг/м³; $\lambda = 0,8$ (с учетом известной эмпирической формулы $\lambda = 0,8p^{-0,5}$); $\alpha_\delta = 0,7$; $A = 4 \times 10^4$ А/м; $B_\delta = 0,7$ Тл; $v_m = 150$ м/с. Согласно (2), (3) получим $n_m = 24625$ об/мин; $m_{\min} = 0,38$ кг/(кВ·А).

Для перспективных машин, использующих новые стали (типа 27 КХ), высокопрочные бандажы, интенсивное газовое (воздушное) охлаждение и

бесконтактные подшипники, можно допустить увеличение значения ряда исходных параметров: $\lambda=1,5$; $A=6 \cdot 10^4$ А/м; $B_\delta=1$ Тл; $v_m=200$ м/с, чему соответствуют $n_m=76000$ об/мин, $m_{\min}=0,057$ кг/(кВ·А). При увеличении мощности до 10^6 В·А для перспективного варианта СГ получим $n_m=24032$ об/мин, $m_{\min}=0,18$ кг/(кВ·А). Видно, что увеличение мощности и диаметра машин с предельными v_m сопровождается снижением n_m и увеличением $m_{\min}$.

Для машин с когтеобразными полюсами и индукторных обычно $\lambda \leq 0,5$ с учетом ограничений по насыщению магнитопроводов, поэтому при одинаковых v_m согласно (2), (3) значения n_m и $m_{\min}$ у них хуже, чем у нормальных СМ. Однако, как отмечалось, благодаря простой конструкции ротора для них удастся повысить v_m и получить примерно те же n_m и $m_{\min}$, что и для нормальных СМ.

Для некоторых применений ограничивается механическая постоянная машины T_J , характеризующая ее быстродействие (запуск, останов). В этих случаях параметр λ однозначно определяется выражением [14]:

$$\lambda = \frac{\gamma_{\text{ср}}^2 k_l^2 v_m S_n}{64 \pi T_J^2} \left(\frac{k_E}{A_\delta AB_\delta} \right)^3, \quad (4)$$

где k_l — отношение длины цилиндрического ротора к его активной длине; $\gamma_{\text{ср}}$ — средняя плотность материала ротора; k_E — коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения (на активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния); S_n — номинальная мощность ($S_n = S/k_E$). Если в последнем примере принять $T_J=0,7$ с; $k_l=1,2$; $k_E=1,05$; $\gamma_{\text{ср}}=7000$ кг/м³ (с учетом каналов охлаждения); $v_m=200$ м/с, то получим $n_m=28630$ об/мин; $\lambda=2,13$; $m_{\min}=0,152$ кг/(кВ·А).

Формулы (1)–(4) пригодны и для машин с высококоэффициентными постоянными магнитами, позволяющими реализовать примерно те же A и B_δ , что и для машин с электромагнитным возбуждением.

В отдаленной перспективе, когда будут созданы синхронные машины с ВТСР и бесконтактными подшипниками (например магнитными), можно принять $k_D=2$; $k_\gamma=0,8$; $k_k=2$ (с учетом системы охлаждения, например, на жидком азоте); $\gamma=4000$ кг/м³, $S=10^6$ В·А; $\lambda=2$; $A=2 \cdot 10^5$ А/м; $B_\delta=2$ Тл; $v_m=250$ М/с. При этом получаем $n_m=10^5$ об/мин, $m_{\min}=0,0044$ кг/(кВ·А), т.е. генератор мегаваттной мощности будет весить около 5 кг.

При обсуждении перспектив развития СМ могут представить интерес их предельные мощности, оцениваемые как

$$S_{\text{пр}} \approx \frac{\alpha_\delta 60^2}{\pi} AB_\delta \frac{v_m^3}{n^2} \lambda. \quad (5)$$

Если принять для перспективного автономного высокофорсированного генератора $\lambda=2$; $A=2 \cdot 10^5$ А/м (испарительное охлаждение); $B_\delta=1$ Тл; $v_m=250$ м/с, $n=10^4$ об/мин, то $S_{\text{пр}}=37500$ кВ·А. Для крупных промышленных СГ оценки дают $S_{\text{пр}} \approx 10^6$ кВт. Формулы, аналогичные (4), (5), могут быть получены для СМ с постоянными магнитами [6, 14]. Характерные значения $S_{\text{пр}}$ для них достигают нескольких мегаватт.

Асинхронные машины (АМ) являются наиболее распространенным типом ЭМП, характеризующимся простотой конструкции и надежностью работы, а также многофункциональным использованием. Недостатки АМ связаны с потреблением реактивной мощности ($\cos \varphi < 1$) и усложненной стабилизацией рабочих параметров.

В настоящее время ведутся активные работы по бесконтактным АМ с короткозамкнутым ротором.

Успешно совершенствуются стандартные асинхронные двигатели на основе САПР, использования интенсивного охлаждения, применения материалов с улучшенными показателями. Особо важное значение приобретает разработка машин на основе безотходной технологии. Эта проблема активно решается для всех типов машин, однако наилучшие возможности создания преобразователей с уменьшенной материалоемкостью имеют асинхронные машины [23].

Решаются новые задачи, направленные на существенное расширение областей применения АМ. К ним относятся разработки линейных асинхронных двигателей (ЛАД) для высокоскоростного транспорта [20] и установок с автоматизированным приводом и робототехнических систем [17, 19], индукционных электродинамических ускорителей масс (ЭДУМ), которые позволят в будущем создавать космические катапульты-установки, обеспечивающие разгон тел до космических скоростей [24] и являющиеся конкурирующим аналогом рельсотронных ЭДУМ (рассмотрены далее).

Представляют интерес работы над АМ для систем электромеханической ориентации в невесомости для космических аппаратов [25]. Такие системы могут использоваться и в погружных установках.

По-видимому, можно ожидать интенсификации исследований по асинхронным генераторам, обладающим рядом важных достоинств: простой бесконтактной конструкцией, легким переводом в стартерный режим, хорошей параллельной работой. Главное препятствие в их развитии — относительно громоздкие и тяжелые конденсаторы возбуждения — по-видимому, будет устранено в ближайшем будущем (5–10 лет) за счет двух факторов:

создания суперконденсаторов (со сверхтонкими пленками, с двойным химическим слоем и др.), уже сегодня обладающими удельной энергией порядка 2 Дж/г [26], т.е. в 10 раз выше, чем у современных стандартных конденсаторов;

использования вентильных источников реактивной мощности (ВИРМ) на базе управляемых электронных преобразователей (обычно со вспомогательными емкостями), обеспечивающих опережающую фазу тока по отношению к напряжению [28].

В классе АМ со щеточными контактами на роторе ведутся активные работы по АД с векторным управлением, АМ двойного питания и каскадным АМ, которые могут быть рационально использованы в системах интеллектуального привода и робототехнике [19, 22]. Для управления АМ используются микропроцессоры (МП), и эта тенденция быстро усиливается [19, 32].

Дальнейшие перспективы развития АМ связаны с использованием ВТСП-обмоток переменного тока (см. таблицу) и созданием компактных высокофорсированных ЭМП для комплексных систем ПЭВИ.

Для асинхронных машин, как и для СМ, существуют простые формулы, позволяющие провести оценки путей совершенствования их показателей [14].

Способы повышения коэффициента мощности $\cos \varphi$ следуют из формулы

$$\cos \varphi = \left[1 + \left(\frac{\sqrt{2} k_Q p \delta'' B_m}{\mu_0 A_2 D} \right)^2 \right]^{-0,5}, \quad (6)$$

где k_Q — коэффициент реактивной мощности (отношение полной реактивной мощности к реактивной мощности, затрачиваемой на создание поля в рабочем зазоре); $\delta'' = k_\mu k_\delta \delta$ — расчетный рабочий зазор; k_μ — коэффициент насыщения магнитной цепи; k_δ — коэффициент зазора; B_m — амплитуда основной гармоники индукции в зазоре; A_2 — линейная нагрузка ротора; D — диаметр активной зоны.

Например, для типичных современных АМ мощностью 20–30 кВт имеем $D \approx 0,2$ м; $p=2$; $\delta'' = 0,7 \cdot 10^{-3}$ м; $A_2 \approx 3 \cdot 10^4$ А/м; $B_m \approx 0,8$ Тл; $k_Q \approx 1,5$ и $\cos \varphi = 0,9$. Для перспективных АМ той же мощности вряд ли можно ожидать увеличения $\cos \varphi$, так как при использовании улучшенных сталей (типа 27 КХ) будет повышаться B_m с одновременным ростом A_2 (за счет улучшения охлаждения). Кроме того, у кобальтовых сталей из-за увеличенных магнитных напряженностей будет возрастать k_Q . При переходе к высокооборотным машинам и снижении D может произойти даже уменьшение $\cos \varphi$, что требует специальных мер для компенсации реактивной мощ-

ности.

Перспективы улучшения удельной массы АМ оцениваются с помощью формулы

$$m = \frac{30 k_D^2 k_k \gamma_{cp}}{\pi \sqrt{2} n_1 A_2 B_m}, \quad (7)$$

где γ_{cp} — средняя плотность объема активных материалов; $n_1 = 60 f_1 / p$.

Для типичных современных промышленных АМ при $2p=4$, $f=50$ Гц; $k_D=1,6$; $\gamma_{cp} \approx 0,9 \gamma_{ст}$ ($\gamma_{ст}=7800$ кг/м³); $k_k=1,7$; $A_2=3 \cdot 10^4$ А/м; $B_m=0,8$ Тл получим $m=5,75 \cdot 10^{-3}$ кг/Вт, что совпадает с известными данными [1]. В обозримой перспективе при увеличении A_2 до $5 \cdot 10^4$ А/м (за счет усиленного охлаждения) и B_m до 1,2 Тл (за счет новых сталей) можно ожидать для промышленных АМ реализацию $m \approx 0,002$ кг/Вт (2 кг/кВт). В отдаленном будущем, когда будут освоены ВТСП-обмотки переменного тока и исчезнет необходимость в стальных сердечниках, допустимо принять $A_2 = 10^5$ А/м; $B_m = 3$ Тл; $\gamma_{cp}=4000$ кг/м³; $k_k=2$. Тогда промышленные АМ будут иметь m порядка 0,3 кг/кВт. Однако $\cos \varphi$ у машин без стальных сердечников заметно уменьшится и для его улучшения потребуются специальные меры.

Представляют также интерес оценки удельной массы АМ для АЗУ, работающих с предельными окружными скоростями v_m .

Согласно [14]

$$m = \frac{k_D^2 \gamma_{cp} k_k D}{2 \sqrt{2} v_m A_2 B_m}, \quad (8)$$

где диаметр активной зоны D связан с механической мощностью P_M и относительной длиной λ соотношением

$$P_M = \pi v_m A_2 B_m \lambda D^2 / \sqrt{2}. \quad (9)$$

Для современных АМ с шихтованным ротором и стержневыми обмотками на нем $v_m \approx 80$ м/с [29]. Если принять $D=0,2$ м; $k_D=1,6$; $\gamma_{cp} = 0,9 \gamma_{ст}$; $k_k=1,5$; $v_m=80$ м/с; $A_2=3 \cdot 10^4$ А/м; $B_m=0,8$ Тл; то $m=0,663 \cdot 10^{-3}$ кг/Вт (при $\lambda=1$ имеем $P_M=171$ кВт, $n=7643$ об/мин).

Для перспективных АМ при тех же D могут быть реализованы значения $v_m=120$ м/с (улучшенные бандаж), $A_2=6 \cdot 10^4$ А/м (испарительное охлаждение), $B_m=1,2$ Тл (стали гиперко). Тогда $m=0,22 \cdot 10^{-3}$ кг/Вт.

Если при разработке АМ учитывать механическую постоянную времени T_J (характерная быстрая загрузка при ХХ), то согласно [14]

$$m \approx 2 k_D^2 k_k T_J / v_m^2. \quad (10)$$

Например при $T_J=0,5$ с, $v_m=80$ м/с, получим

$m=0,6 \cdot 10^{-3}$ кг/Вт. Выбор T_J не может быть произвольным, так как при заданных A_2 и B_m имеем $D \propto T_J$, $\lambda \propto T_J^{-2}$. При чересчур малых T_J машина не реализуется конструктивно.

(Продолжение в следующем номере)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электротехнический справочник / Под ред. И.Н. Орлова и др. — М.: Энергоатомиздат, 1986, Т. 2.
2. Осин И.Л., Шакарян Ю.Г. Электрические машины: Синхронные машины / Под ред. И.П. Копылова. — М.: Высшая школа, 1990.
3. Глебов И.А. Научные проблемы турбогенераторостроения. — Изв. РАН. Энергетика, 1992, № 4.
4. Веников Г.В., Ключков О.Г. Тенденции и перспективы развития бортовых электрических генераторов. — Авиационная промышленность, 1991, № 2.
5. Чубраева Л.И. Генераторы нетрадиционного исполнения. — Л.: Наука, 1991.
6. Специальные электрические машины. Источники и преобразователи энергии / А.И. Бертинов, Д.А. Бут, С.Р. Мизюрин, Б.Л. Алиевский, Н.В. Синева. — М.: Энергоатомиздат, 1993 (в двух книгах).
7. Сверхпроводящие машины и устройства / Под ред. С. Фонера и Б. Шварца. — М.: Мир, 1977.
8. Системы электродвижения с криодвигателями на транспортных судах / Э.В. Барбашев, Ю.Н. Горчинский, Г.А. Жемчугов и др. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1990, № 3.
9. Chernoplekov N.A. Progress in Research and Development for High Temperature and Low Temperature Superconductors. — IEEE Transactions on Magnetics, 1992, v. 28, № 1.
10. Гистерезисные электрические машины с ротором из высокотемпературных сверхпроводников / Л.К. Ковалев, К.В. Илюшин, В.Т. Пенкин, К.Л. Ковалев. — Электричество, 1994, № 6.
11. О возможных вариантах энергоснабжения Земли из космоса в XXI веке и предложениях по первому этапу / В.Н. Акимов, Ю.М. Еськов, А.С. Коротеев, В.Ф. Семенов — Изв. РАН. Энергетика, 1992, № 4.
12. Накопители энергии / Д.А. Бут, Б.Л. Алиевский, С.Р. Мизюрин и др. — М.: Энергоатомиздат, 1991.
13. Глебов И.А., Кашарский Э.Г., Рутберг Ф.Г. Синхронные генераторы в электрофизических установках. — Л.: Наука, 1977.
14. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. — М.: Высшая школа, 1990.
15. Tsa Fu-Sheng, Lee Fred C. High frequency AC Power Distribution. — IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst., 1991 v.26, № 2.
16. Копылов И.П., Галкин В.И. Электрические машины с магнитным подвесом ротора. — Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1990, № 6.
17. Свечарник Д.В. Электрические машины непосредственного привода. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
18. Петров Г.Н., Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А. Конструкция высоковольтного гидрогенератора. — Труды МЭИ, 1971, вып. 78.
19. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1992.
20. Транспорт с магнитным подвесом / Ю.А. Бахвалов, В.И. Бочаров, В.А. Винокуров, В.Д. Нагорский. — М.: Машиностроение, 1991.
21. Лазарев И.А. Композиционное проектирование сложных агрегативных систем. — М.: Радио и связь, 1986.
22. Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины. — М.: Высшая школа, 1988.
23. Яковлев А.И. Электрические машины с уменьшенной материалоемкостью. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
24. Laithwaite E.R. The Way Ahead. — IEEE Trans. on Magnetic., 1991, v. 27, № 1.
25. Шереметьевский Н.Н. Электромеханика и мирный космос. — Электротехника, 1987, № 6.
26. Gully J.H. Power Supply Technology for Electrical Guns. — IEEE Trans. on Magnetics, 1991, v. 27, № 1.
27. Мамиконянц Л.Г., Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные генераторы: состояние, проблемы, перспективы. — Электричество, 1994, № 3.
28. Костылев М.Л., Скороспешкин А.И. Автономные асинхронные генераторы с вентильным возбуждением. — М.: Энергоатомиздат, 1993.
29. Балагуров В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. — М.: Высшая школа, 1982.
30. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф. Электрические генераторы с постоянными магнитами. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
31. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока / Н.П. Адволоткин, В.Т. Гращенков, Н.И. Лебедев, И.Е. Овчинников и др. — Л.: Энергоатомиздат, 1984.
32. Электропривод летательных аппаратов / В.А. Полковников, Б.И. Петров, Б.Н. Попов и др. — М.: Машиностроение, 1990.

Автор: Бут Дмитрий Александрович окончил факультет электрификации промышленности и транспорта Московского энергетического института в 1956 г. В 1971 г. защитил докторскую диссертацию в Московском авиационном институте (МАИ). Заведующий кафедрой «Электроэнергетические и электромеханические системы» МАИ.

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие биографические сведения об авторах. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов
2. Какой факультет, какого вуза и когда закончил
3. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита
4. Место настоящей работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять краткий (4—5 предложений) реферат на русском и английском языках, а также ключевые слова.

Преобразователь координатных осей для связи аналоговой модели электрической машины с трехфазной моделью сети

РОЩИН Г.В., СЫСОЕВА Л.В., ВЕРШИНИНА С.И.,
СМИРНОВА Е.В., ФИЛАТОВ В.И., ФОКИН В.К.

Описана схема и основные характеристики устройства преобразования координатных осей для связи аналоговой модели электрической машины по уравнениям Парка-Горева в d, q координатах с трехфазной моделью сети на переменном токе. При построении схемы устройства использованы принцип импульсной модуляции-демодуляции и сложения частот двух пилообразных сигналов. Рассмотрены вопросы структурной устойчивости. Предложена оптимальная, с позиции обеспечения структурной устойчивости, блочная схема аналоговой модели электрической машины, работающей на трехфазную модель сети переменного тока через устройство преобразования координатных осей $d, q \rightarrow a, b, c$. Описаны также применения рассматриваемого преобразовательного устройства для быстросействующего измерения параметров режима электрической машины.

Ключевые слова: электрическая машина, аналоговое моделирование, преобразование координат, структурная устойчивость, измерение параметров режима

Принцип работы и основные характеристики. Аналоговые модели электрических машин, построенные по уравнениям Парка-Горева, широко применяются в задачах анализа установившихся и переходных режимов энергосистем. Дополнение этих моделей устройствами преобразования координатных осей d, q , связанных с ротором, к фазным координатам a, b, c позволило состыковать аналоговую модель электрической машины с физической моделью трехфазной сети на переменном токе и таким образом получить гибридную аналого-физическую модель энергосистемы [1–3]. Такие модели имеют в настоящее время крупные отечественные и зарубежные научно-исследовательские организации, работающие в области электроэнергетики. В то время как проблемам построения аналоговых моделей электрических машин посвящена достаточно обширная литература [4–6], вопросы реализации устройств преобразования координатных осей освещены довольно слабо. В статье подробно рассматривается устройство и работа преобразователя координат на принципе импульсной модуляции-демодуляции и сложения частот, предложенном в [7].

Устройство преобразования координат, связывающее аналоговую модель электрической машины, построенную по уравнениям Парка-Горева

The paper describes the design and basic characteristics of a reference frame transforming device for connection of analogous model of electrical machine built according to Park's equations in d, q reference frame with a three-phase AC network simulator. The device is developed based on the principles of pulse modulation-demodulation and summation of the frequencies of two saw-shaped signals. A structure of an electrical machine model operating on a three-phase network simulator via a $d, q \rightarrow a, b, c$ transforming device is proposed that is optimal from the point of view of structural stability. Some applications of the $d, q \rightarrow a, b, c$ reference frame transforming device are described for fast measuring of operating parameters of an electrical machine.

Key words: electrical machine, analogous simulation, reference frame transformation, structural stability, measurement of operating parameters

в координатных осях d, q с трехфазной моделью сети на переменном токе имеет следующие основные функции.

1. Преобразование составляющих вектора напряжения статора электрической машины по осям d, q к фазным координатам a, b, c в соответствии с выражениями:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_d \cos \gamma + u_q \sin \gamma; \\ u_b &= u_d \cos (\gamma - 120^\circ) + u_q \sin (\gamma - 120^\circ); \\ u_c &= u_d \cos (\gamma + 120^\circ) + u_q \sin (\gamma + 120^\circ), \end{aligned} \right\} (1)$$

где u_a, u_b, u_c — фазные напряжения статора; u_d, u_q — составляющие вектора напряжения статора по осям d и q ; $\gamma = \omega t$ — аргумент преобразования.

2. Преобразование фазных токов статора электрической машины к составляющим вектора тока статора по осям d, q в соответствии с выражениями:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{2}{3} [i_a \cos \gamma + i_b \cos (\gamma - 120^\circ) + i_c \cos (\gamma + 120^\circ)]; \\ i_q &= \frac{2}{3} [i_a \sin \gamma + i_b \sin (\gamma - 120^\circ) + i_c \sin (\gamma + 120^\circ)], \end{aligned} \right\} (2)$$

где i_a, i_b, i_c — фазные составляющие тока статора; i_d, i_q — составляющие вектора статора на оси d и q .

3. Преобразование скольжения в частоту в соответствии с выражением

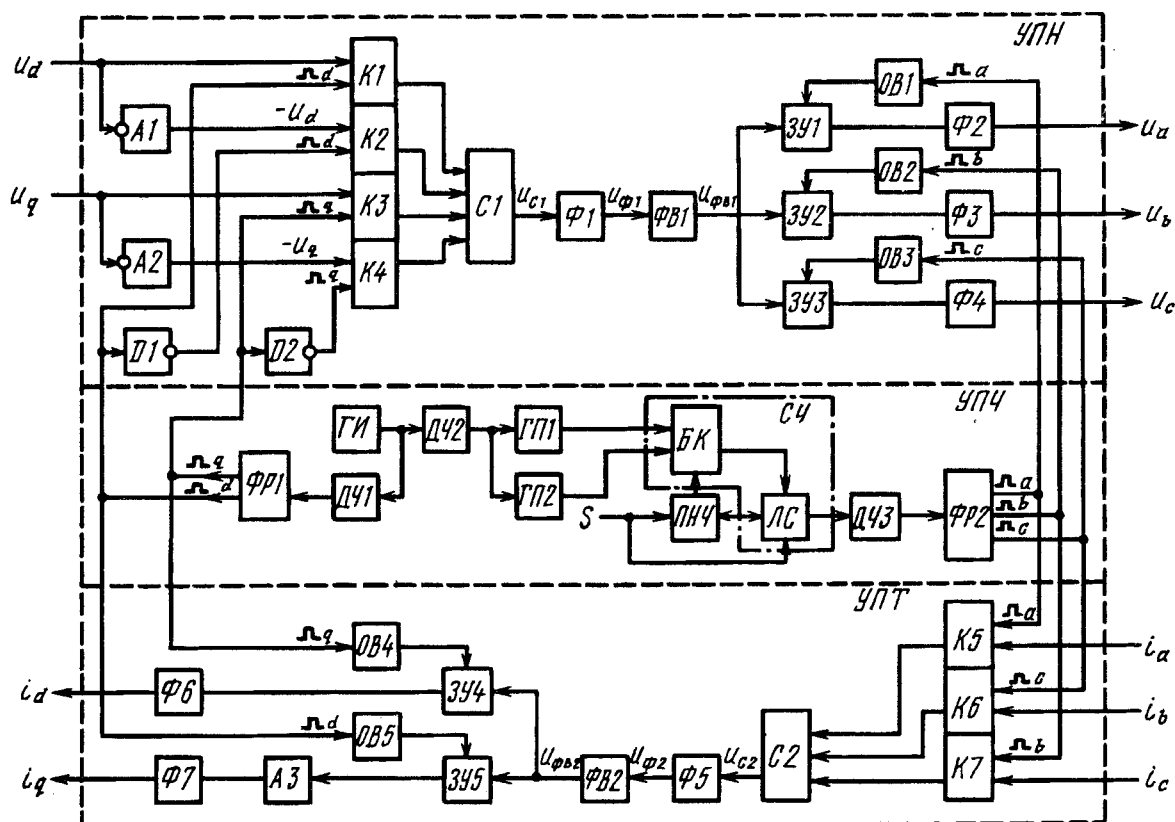


Рис. 1. Структурная схема устройства преобразования координат $d, q \rightarrow a, b, c$

$$\omega = 2\pi(f_0 + ks), \quad (3)$$

где f_0 — начальное значение частоты преобразования (соответствующее обычно синхронной частоте); s — сигнал постоянного тока пропорциональный скольжению, обрабатываемый в аналоговой модели машины; k — коэффициент преобразования, зависящий от масштаба сигнала скольжения.

Структурная схема устройства, реализующего перечисленные функции, показана на рис. 1. В соответствии со своим назначением преобразователь координат состоит из следующих функциональных узлов: устройства преобразования напряжений (УПН); токов (УПИ) и частоты (УПЧ).

Как уже отмечалось выше, работа преобразователя координат основана на принципе импульсной модуляции — демодуляции, поэтому вначале рассмотрим работу УПЧ, выполняющего функцию формирования модулирующих и демодулирующих импульсов, необходимых для работы УПН и УПИ.

В состав УПЧ входят: генератор тактовых импульсов ГИ; формирователь импульсов Λ_d и Λ_q , состоящий из делителя частоты ДЧ1 и фазорасщепителя ФР1; формирователь импульсов $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$, состоящий из делителя частоты

ДЧ2, генераторов пилообразного напряжения ГП1 и ГП2, преобразователя «напряжение—частота» (ПНЧ), сумматора частот (СЧ); делителя частоты ДЧ3 и фазорасщепителя ФР2.

Генератор тактовых импульсов формирует на своем выходе прямоугольные импульсы частотой $f_{\text{ГИ}} = 1$ МГц. Формирование импульсов Λ_d и Λ_q производится в два этапа. Сначала делитель частоты ДЧ1 (собранный на основе двоично-десятичных счетчиков) осуществляет деление частоты $f_{\text{ГИ}}$ на 49. Затем импульсы с выхода ДЧ1 поступают на вход фазорасщепителя ФР1 на основе сдвигового регистра, который формирует на своем выходе два прямоугольных сигнала Λ_d и Λ_q с фазовым сдвигом, равным 90° , и частотой, равной $1/4$ частоты входного сигнала, т. е.

$$f_{\Lambda_d, q} = f_1 = f_{\text{ГИ}} / (49 \cdot 4) = 10^6 / 49 \cdot 4 \approx 5102 \text{ Гц.}$$

Формирование импульсов $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$ осуществляется в несколько этапов. Сначала делителем частоты ДЧ2 на основе двоично-десятичных счетчиков частота тактовых импульсов делится на 11. Затем с помощью ГП1 и ГП2, собранных на основе интеграторов, импульсы на выходе ДЧ2 преобразуются в два пилообразных сигнала, сдвинутых один относительно другого на 180° , ко-

торые поступают на входы блока компараторов БК в схеме сумматора частот. На другие входы БК поступают сигналы с выхода ПНЧ, формирующего на своем выходе два разнополярных низкочастотных периодических сигнала треугольной формы с частотой, пропорциональной модулю сигнала скольжения s . В БК осуществляется фиксация моментов совпадения высокочастотных пилообразных сигналов с выходов ГП1 и ГП2 с низкочастотными сигналами треугольной формы на выходе ПНЧ (диаграмма рис. 2, а),

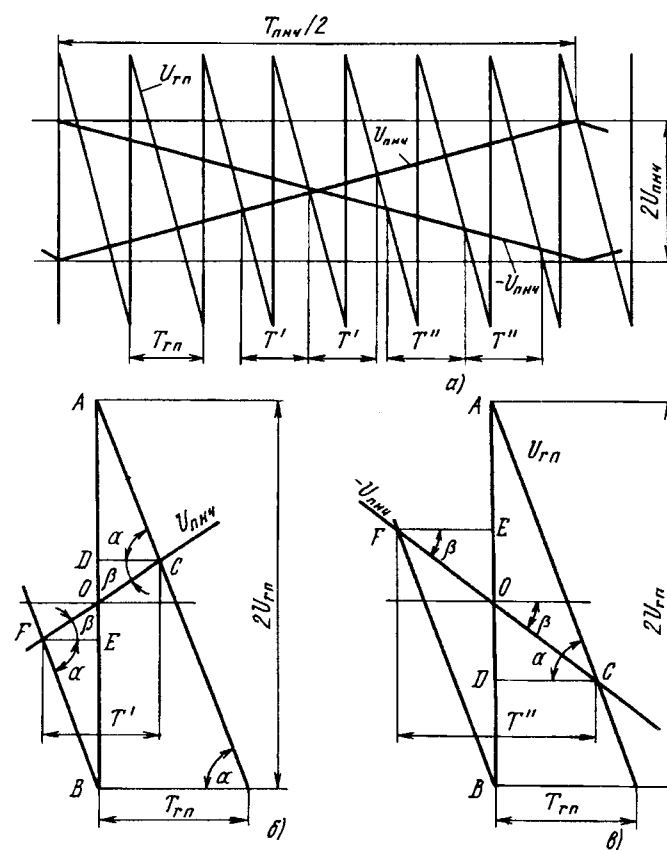


Рис. 2. К пояснению принципа работы устройства суммирования частот: а — временная диаграмма; б, в — геометрические построения для расчета коэффициента преобразования

в результате чего образуются прямоугольные импульсы с периодами T' или T'' . Из геометрических построений нетрудно показать (рис. 2б, в), что частота импульсов на выходе СЧ $f_{T'} = f_{ГП} + f_{ПНЧ}$ и $f_{T''} = f_{ГП} - f_{ПНЧ}$ в зависимости от того, сравнивается ли выход ГП с восходящим участком напряжения на выходе ПНЧ. Режим выборки определяется с помощью логической схемы знаком сигнала скольжения s и, поскольку частота напряжения на выходе ПНЧ пропорциональна модулю сигнала скольжения s , то

$$f_{СЧ} = f_{ГП} - n_{ПНЧ} s$$

где $n_{ПНЧ}$ — коэффициент передачи ПНЧ.

Импульсы с выхода СЧ поступают на вход делителя частоты ДЧЗ, а с выхода ДЧЗ — на вход фазорасщепителя ФР2. Делитель ДЧЗ осуществляет деление частоты входного сигнала на 3, а фазорасщепитель ФР2 формирует на своем выходе три прямоугольных импульса $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$, сдвинутых один относительно другого на 120 и 240° и следующих с частотой, равной 1/6 частоты входного сигнала, т.е.

$$f_{\Lambda_{a,b,c}} = f_2 = f_{СЧ} / 18 = \frac{10^6}{11 \cdot 18} \left(1 - \frac{n_{ПНЧ} s}{18} \right) \approx (5050,5 - ks) \text{ Гц.}$$

Коэффициент k определяется исходя из требуемого масштаба сигнала скольжения s .

Блок УПН выполняет преобразование сигналов u_d, u_q в сигналы u_a, u_b, u_c в соответствии с (1). В состав УПН входят аналоговые ключи К1–К4, логические инверторы D1, D2, аналоговые инверторы A1, A2, сумматор С1, фильтр Ф1, фазовращатель ФВ1, запоминающие устройства ЗУ1–ЗУ3 и одновибраторы ОВ1–ОВ3. На аналоговые входы ключей К1–К4 поступают с прямым и инверсным знаками сигналы u_d и u_q , а логические входы ключей подаются модулирующие импульсы $\Lambda_d, \Lambda_q, \bar{\Lambda}_d, \bar{\Lambda}_q$ прямоугольной формы, попарно сдвинутые один относительно другого на 90° и следующие с частотой f_1 .

В результате коммутации ключей К1–К4 импульсами $\Lambda_d, \Lambda_q, \bar{\Lambda}_d, \bar{\Lambda}_q$ производится модуляция сигналов u_d и u_q , эквивалентная их умножению на знакопеременные периодические прямоугольные функции $\varphi_q(t)$ и $\varphi_d(t)$ единичной амплитуды со скважностью 0,5, которые могут быть представлены в виде гармонического ряда:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_q(t) &= \frac{4}{\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_1 t)}{n} \right); \\ \varphi_d(t) &= \frac{4}{\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n(\omega_1 t + \pi/4)}{n} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$n=1, 3, 5, \dots$

Фильтр Ф1 позволяет выделить первую гармонику из суммы модулированных сигналов. Для значения статического коэффициента передачи Ф1 на частоте первой гармоники ω_1 , равного $\pi/4$, на выходе фильтра будем иметь

$$u_{\Phi 1} = u_q \sin(\omega_1 t + \delta_1) + u_d \cos(\omega_1 t + \delta_1) + R_{n1}, \quad (5)$$

где δ_1 — фазовый сдвиг, вносимый фильтром на частоте $\omega_1 = 2\pi f_1$; R_{n1} — сумма остаточных гармонических составляющих.

Параметры фильтра Ф1 соответствуют фильтру Баттерворта 6-го порядка, обеспечивающему достаточную пологость амплитудной характеристики в полосе пропускания и значение $R_{n1} < 0,5\%$. Сиг-

нал с выхода фильтра поступает на статический фазовращатель $\Phi B1$, компенсирующий фазовый сдвиг, вносимый фильтром $\Phi1$. Сигнал с выхода $\Phi B1$ поступает на входы запоминающих устройств $ЗУ1-ЗУ3$, управляемых одновибраторами $ОВ1-ОВ3$. На входы $ОВ1-ОВ3$ поступают импульсы $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$ прямоугольной формы, сдвинутые один относительно другого на 120 и 240° и следующие с частотой $f_2 = (5050,5 - ks)$ Гц. В моменты, соответствующие передним фронтам импульсов $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$, на выходах $ОВ1-ОВ3$ формируются короткие импульсы, управляющие работой $ЗУ$. Одновибраторы $ОВ1-ОВ3$ и запоминающие устройства $ЗУ1-ЗУ3$ образуют схему демодуляции, работающую по принципу выборки-хранения, причем сигналы u_a, u_b, u_c демодулируются обратной последовательностью импульсов.

В результате этой демодуляции на выходах $ЗУ$ образуются ступенчатые сигналы (рис. 3) с амплитудой основной гармоники, равной амплитуде сигнала на выходе фазовращателя $\Phi B1$ и частотой и фазовыми сдвигами, опре-

деляемыми разностью аргументов демодулируемых и демодулирующих сигналов. Фильтры $\Phi2-Ф4$ позволяют выделить первую гармонику из сигналов на выходах $ЗУ$, и для сигналов на выходе УПН можно записать:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_d \cos [(\omega_1 - \omega_2)t] + u_q \sin [(\omega_1 - \omega_2)t]; \\ u_b &= u_d \cos [(\omega_1 - \omega_2)t - 120^\circ] + \\ &+ u_q \sin [(\omega_1 - \omega_2)t - 120^\circ]; \\ u_c &= u_d \cos [(\omega_1 - \omega_2)t + 120^\circ] + \\ &+ u_q \sin [(\omega_1 - \omega_2)t + 120^\circ]. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Имея в виду, что $\omega_1 - \omega_2 = 2\pi [5102 - (5050,5 - ks)]$ и с учетом (3), выражения (6) приводятся к виду (1).

Начальное значение частоты при нулевом сигнале скольжения $f_0 = 5102 - 5050,5 = 51,5$ Гц. Для установки значения f_0 , близкого к 50 Гц, на вход устройства преобразования частоты подается постоянное смещение.

Блок УПТ выполняет преобразование сигналов i_a, i_b, i_c в сигналы i_d, i_q в соответствии с (2). В состав УПТ входят ключи $K5-K7$, сумматор $C2$, фильтр $\Phi2$, статический фазовращатель $\Phi B2$, запоминающие устройства, $ЗУ4, ЗУ5$, одновибраторы $ОВ4, ОВ5$ и аналоговый инвертор $A3$. На аналоговые входы ключей $K5-K7$ поступают сигналы i_a, i_b, i_c , которые модулируются тройкой импульсов $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$ прямоугольной формы, сдвинутых один относительно другого на 120 и 240°. Эта модуляция эквивалентна умножению сигналов i_a, i_b, i_c на знакопостоянные периодические прямоугольные функции $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ единичной амплитуды, которые могут быть представлены в виде ряда:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_a(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n(\omega_2 t)}{n} \right]; \\ \varphi_b(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n(\omega_2 t - 120^\circ)}{n} \right]; \\ \varphi_c(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n(\omega_2 t + 120^\circ)}{n} \right] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Для правильной работы устройства преобразования токов сигналы i_a, i_b, i_c должны модулироваться «обратной» последовательностью импульсов, т.е. сигнал i_a модулируется импульсом Λ_a , сигнал i_b модулируется импульсом Λ_c , а сигнал i_c модулируется импульсом Λ_b .

На выходе сумматора $C2$ будем иметь

$$u_{c2} = i_a \varphi_a(t) + i_b \varphi_c(t) + i_c \varphi_b(t). \quad (8)$$

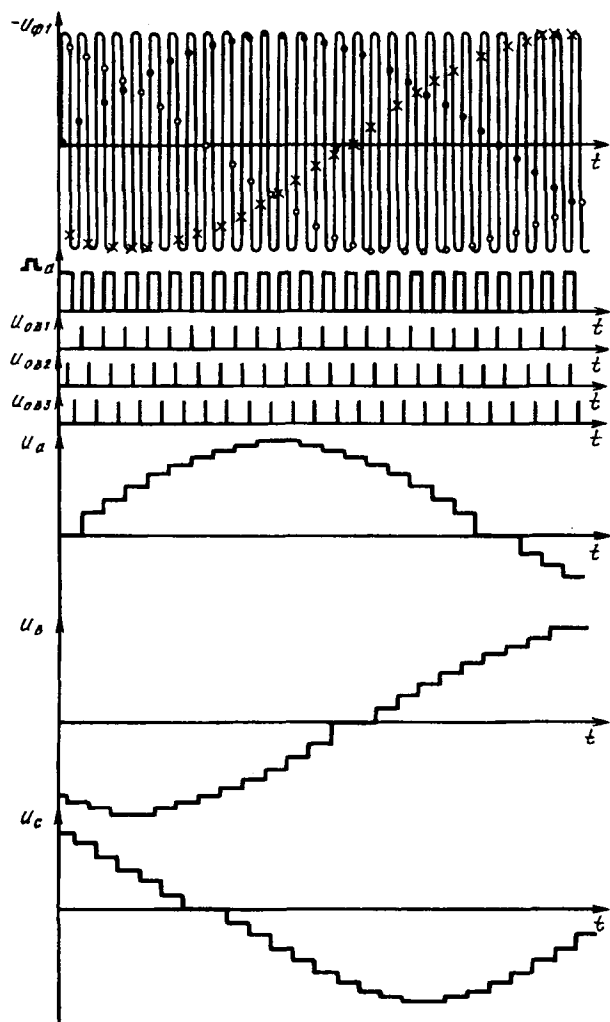


Рис. 3. Временная диаграмма к пояснению принципа работы устройства преобразования напряжений

Считая значение коэффициента передачи фильтра $\Phi 5$ на частоте первой гармоники равным $\pi/3$ на выходе фильтра с учетом того, что $i_a + i_b + i_c = 0$, для электрической машины, работающей с изолированной нейтралью, будем иметь

$$u_{\Phi 5} = \frac{2}{3} [i_a \sin(\omega_2 t + \delta_2) + i_b \sin(\omega_2 t + 120^\circ + \delta_2) + i_c \sin(\omega_2 t - 120^\circ + \delta_2)] + R_{n2},$$

где δ_2 — фазовый сдвиг, вносимый фильтром, $\omega_2 = 2\pi f_2$; R_{n2} — сумма остаточных гармонических составляющих.

Следует отметить, что в выходном сигнале сумматора $C2$ будут отсутствовать составляющие нулевой последовательности не только первой гармоники, но и всех гармоник, кратных трем, в чем нетрудно убедиться, раскрывая выражение (8). Поэтому фильтр $\Phi 5$ можно делать с более «легкими» динамическими характеристиками. В частности, для получения $R_{n2} < 0,5\%$ достаточно использовать фильтр Бесселя 6-го порядка. Сигнал с выхода $\Phi 5$ поступает на вход фазовращателя $\Phi B2$, компенсирующий фазовый сдвиг δ_2 , вносимый фильтром. Сигнал с выхода $\Phi B2$ поступает на входы запоминающих устройств $ЗУ4$ и $ЗУ5$, управляемых одновибраторами $ОВ4$, $ОВ5$. На входы $ОВ4$, $ОВ5$ поступают импульсы Λ_d , Λ_q (прямоугольной формы, сдвинутые один относительно другого на 90° и следующие с частотой f_1). В моменты, соответствующие передним фронтам импульсов Λ_d , Λ_q , на выходах $ОВ4$, $ОВ5$ формируются короткие импульсы, управляющие работой запоминающих устройств. Запоминающие устройства $ЗУ4$, $ЗУ5$ вместе с одновибраторами $ОВ4$, $ОВ5$ образуют схему демодуляции выходного сигнала $\Phi B2$, эквивалентную вычитанию аргументов демодулируемого и демодулирующего сигналов. Таким образом, на выходах $ЗУ4$, $ЗУ5$ будем иметь:

$$u_{иу4} = \frac{2}{3} [i_a \sin(\omega_2 t - \omega_1 t) + i_b \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + 120^\circ) + i_c \sin(\omega_2 t - \omega_1 t - 120^\circ)];$$

$$u_{иу5} = \frac{2}{3} [i_a \sin(\omega_2 t - \omega_1 t - \pi/4) + i_b \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + 120^\circ - \pi/4) + i_c \sin(\omega_2 t - \omega_1 t - 120^\circ - \pi/4)].$$

Используя свойства нечетности функции $\sin x$, четности функции $\cos x$ и с учетом того, что $\omega_2 t - \omega_1 t = -\gamma$, получим:

$$\left. \begin{aligned} u_{з\gamma 4} &= -\frac{2}{3} [i_a \sin \gamma + i_b \sin(\gamma - 120^\circ) + i_c \sin(\gamma + 120^\circ)]; \\ u_{з\gamma 5} &= \frac{2}{3} [i_a \cos \gamma + i_b \cos(\gamma - 120^\circ) + i_c \cos(\gamma + 120^\circ)]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для приведения в соответствие выражений (9) к виду (2) к выходу $ЗУ4$ подключается аналоговый инвертор $A3$. Для устранения высокочастотных

пульсаций, обусловленных работой схемы импульсной демодуляции, выходные сигналы $ЗУ4$ и $ЗУ5$ фильтруются с помощью фильтров $\Phi 6$, $\Phi 7$.

На статическую погрешность устройства основное влияние оказывают фильтры в тракте преобразования напряжения и тока, которую можно характеризовать амплитудой и фазовой погрешностью, а также коэффициентом гармонических искажений за счет неидеальности фильтров. Амплитудная и фазовая погрешности фильтров для установившегося симметричного режима компенсируются ручной подстройкой коэффициентов передачи каналов преобразования тока и напряжения и подстройкой фазовых сдвигов статических фазовращателей $\Phi B1$, $\Phi B2$. Что касается гармонических искажений, то принимая во внимание, что параметры фильтров выбираются исходя из обеспечения коэффициента несинусоидальности порядка $0,4\%$ для фильтров $\Phi 1$, $\Phi 5$ и $0,2\%$ для фильтров $\Phi 2$ — $\Phi 4$ и $\Phi 6$, $\Phi 7$, общие коэффициенты несинусоидальности фильтров в трактах преобразования и тока не превышают

$$K_{нс} \leq \sqrt{(0,4)^2 + (0,2)^2} = 0,42\%.$$

Важным моментом в работе преобразователя координат является стабильность частоты на выходе устройства преобразования частоты. Надлежащим выбором параметров элементов УПЧ достаточно легко удается достичь стабильности частоты фазных напряжений на выходе преобразователя координат (при произвольном фиксированном значении сигнала скольжения s) в пределах $\pm 0,002$ Гц.

Динамическую погрешность преобразователя координат проще всего оценить по амплитудной и фазовой частотным характеристикам, снятым для контура, где входным сигналом является составляющая напряжения статора $u_q(u_d)$, а выходным — составляющая тока статора $i_d(i_q)$ при подаче выходов УПН (u_a, u_b, u_c) на входы УПТ (i_a, i_b, i_c). Эти характеристики представлены на рис. 4. Из приведенных характеристик видно, что преобразователь координат в достаточно широком диапазоне частот имеет очень пологую амплитудную и линейную фазовую характеристики. Приведенная динамическая характеристика практически соответствует звену чистого запаздывания с передаточной функцией вида

$$W(p) = e^{-p\tau},$$

где значение τ для данных параметров фильтров составляет около 1 мс.

Следует отметить, что данный принцип не является единственно возможным для реализации

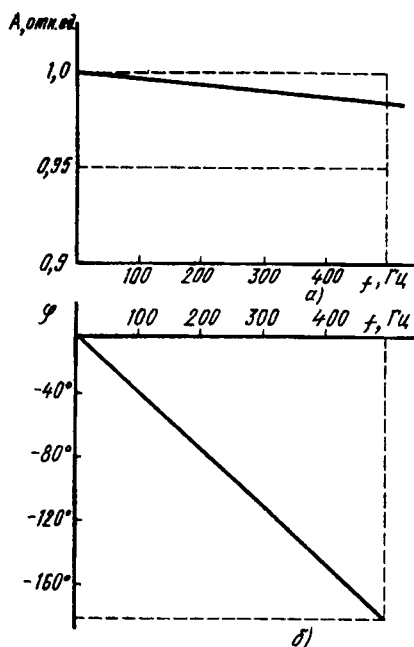


Рис. 4. Амплитудная (а) и фазовая (б) частотные характеристики преобразователя координат

устройства. В [2] был кратко описан преобразователь координат, в котором использовалось промежуточное преобразование к так называемым α, β осям с помощью управляемого генератора синусоидальных колебаний с двумя выходными гармоническими сигналами, стабилизированными по амплитуде и сдвинутыми один относительно другого на 90° , и аналоговых перемножителей. Однако описанный импульсный преобразователь координат получается более простым по аппаратной реализации, имеет более стабильные и линейные характеристики, обладает более широким диапазоном преобразования частоты, а также позволяет за счет использования повышенной промежуточ-

ной частоты осуществлять быстродействующее измерение ряда важных режимных параметров.

Вопросы применения. В существующих разработках — как отечественных, так и зарубежных, использовалась структура трехфазной модели электрической машины, в которой устройство преобразования координат как бы вынесено за скобки аналоговой модели электрической машины, т.е. все уравнения электромагнитных процессов электрической машины, включая вычисление составляющих напряжения статора, решаются на «постоянном токе», в осях d, q (рис. 5).

Практика показала, однако, что при использовании такого подхода трехфазная модель электрической машины оказывается структурно неустойчивой в самых обычных условиях работы — при ее включении на преимущественно индуктивную нагрузку, будь то шунтирующий реактор, трансформатор или линия передачи, связывающая модель электрической машины с приемной системой.

Разными разработчиками эмпирическим путем путем были найдены разные средства решения данной проблемы. Так, в модели «Истра-3» (разработка ВЭИ) установлены интеграторы в цепях обратной связи выходных усилителей мощности; в модели «МГС-1» (совместная разработка ВНИИЭ, ВЭИ и ОЗАП) установлены разделительные конденсаторы во входных цепях выходных усилителей мощности; в модели института IREQ (Канада) токи, подаваемые на вход устройства преобразования координат, измеряются со стороны вторичной обмотки генераторного трансформатора. Все эти мероприятия, хотя и имеют разные схемные решения, но по сути сводятся к одному и тому же: искусственному разделению по постоянному току цепей модели

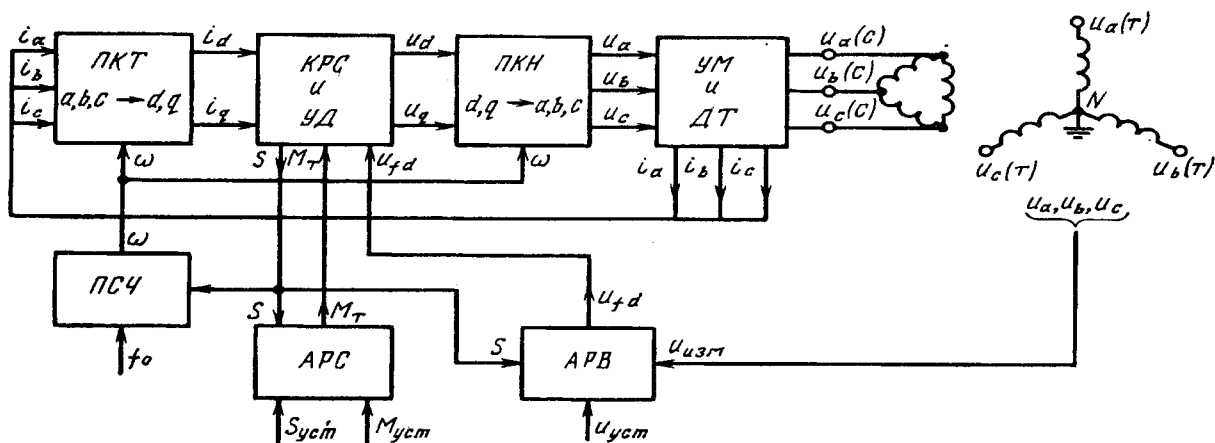


Рис. 5. Структурная схема трехфазной модели электрической машины: ПКТ — преобразователь координат тока; КРС и УД — блок контуров ротора и статора и уравнение движения ротора; ПКН — преобразователь координат напряжения; УМ и ДТ — усилители мощности и датчики токов статора; ПСЧ — преобразователь сигнала скольжения в частоту; АРС — автоматический регулятор скорости; АРВ — автоматический регулятор возбуждения

электрической машины от цепей модели сети. Это разделение никак не предусмотрено в системе решаемых уравнений [8], что требует проведения тщательного анализа как с позиции обеспечения структурной устойчивости модели, так и с позиции корректности реализации решаемой системы уравнений.

Причина нарушения структурной устойчивости трехфазной модели электрической машины легко обнаруживается при анализе амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ), снятой для контура, изображенного на рис. 6,а, и состоящего из преобразователя координат напряжения, усилителя мощности, индуктивного дросселя и преобразователя координат тока. Из рис. 6,б нетрудно видеть, что на частотах, близких к частоте сети (50 Гц), кривая АФЧХ этого контура пересекает действительную отрицательную полуось, имея при этом значительную амплитуду, что и обуславливает неустойчивость контура при его замыкании согласно частотному критерию Найквиста—Михайлова [9].

Физически данное явление можно объяснить

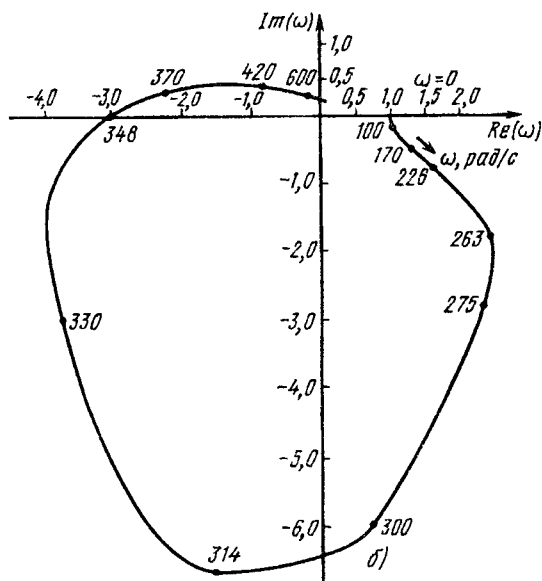
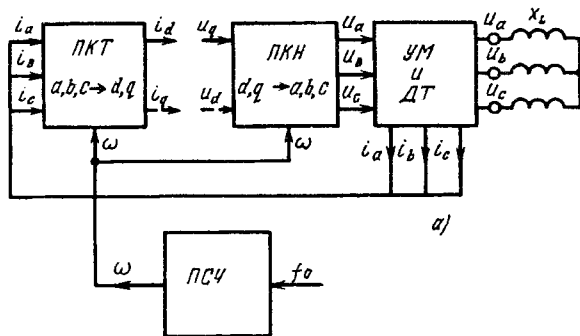


Рис. 6. Схема исследуемого динамического контура преобразования координат (а) и его амплитудно-фазовая частотная характеристика (б)

двумя причинами. Во-первых, модуляция сигнала $u_d(u_q)$ на входе преобразователя координат напряжения приводит к возникновению на стороне переменного тока составляющих с боковыми частотами, одна из которых, с разностной частотой приводит к усилению тока через индуктивное сопротивление. Во-вторых, из-за наличия паразитных запаздываний в тракте преобразования напряжения и тока данный сигнал попадает на вход модели машины с некоторым фазовым сдвигом, что и вызывает нарушение структурной устойчивости на определенных частотах.

В реальных электрических машинах указанного явления не происходит, поскольку физически там имеет место не процесс трансцендентного преобразования составляющих $u_d(u_q)$ в фазные напряжения u_a, u_b, u_c , а дифференцирование результирующих потокосцеплений, пересекающих обмотки статора в соответствии с уравнениями [10]:

$$u_\eta = -\frac{d\Psi_\eta}{dt} - r_\eta i_\eta, \quad \eta = a, b, c, \quad (10)$$

где u_η — мгновенные значения фазных напряжений; Ψ_η — потокосцепления, пересекающие обмотки статора; i_η — фазные токи статора; r_η — активные сопротивления обмоток.

Уравнение (10), записанное в осях d, q , связанных с ротором машины, как известно, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -\frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\gamma}{dt} - r_d i_d; \\ u_q &= -\frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\gamma}{dt} - r_q i_q, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где u_d, u_q — проекции составляющих вектора напряжения статора на оси d, q ; Ψ_d, Ψ_q — проекции составляющих потокосцепления обмоток статора на оси d, q ; $\gamma = \omega t + \gamma_0$ — угловое положение ротора; i_d, i_q — проекции составляющих вектора тока статора на оси d, q .

Причиной нарушения структурной устойчивости с точки зрения моделирования является рассогласование между уравнениями (10) и (11), возникающее как из-за наличия фазовых погрешностей в тракте преобразования координат напряжения и тока, так и из-за амплитудных погрешностей, обусловленных неточностью масштабирования, ограничением динамического диапазона изменения машинных переменных, а нередко из-за пренебрежения трансформаторными ЭДС $d\Psi_d/dt, d\Psi_q/dt$.

В связи с изложенным для корректного решения проблемы обеспечения структурной устойчивости целесообразно использование модели электрической машины с трехфазным выходом на переменном токе, изображенной на рис. 7.

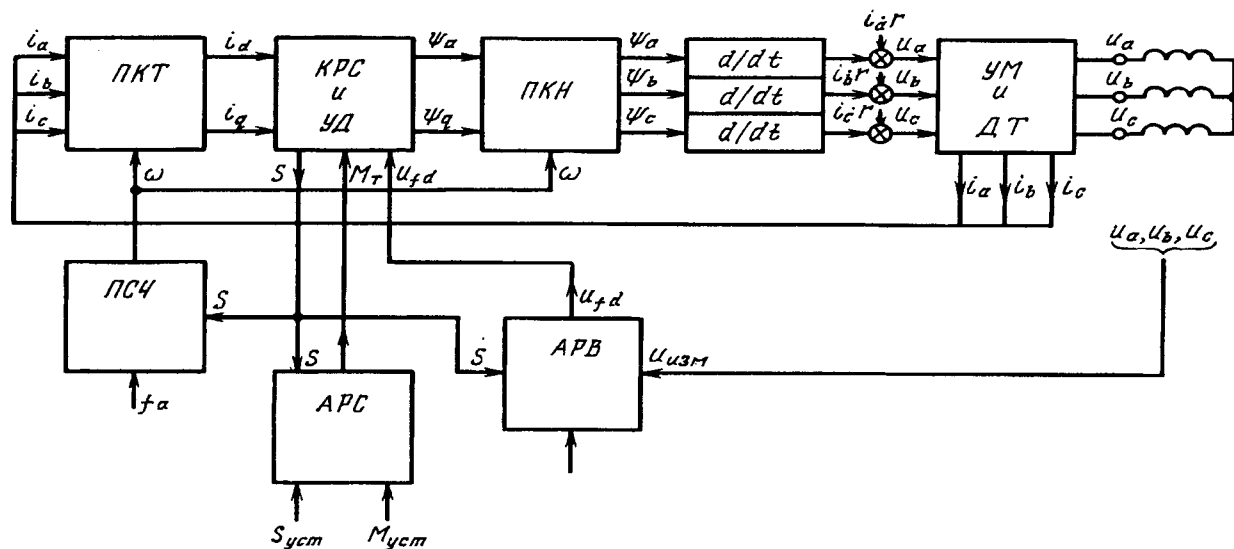


Рис. 7. Предлагаемая структура модели электрической машины с трехфазным выходом на переменном токе

В этой новой структуре к осям a, b, c преобразовываются не составляющие напряжения u_d, u_q , а составляющие потокоцепления Ψ_d, Ψ_q , которые отрабатываются в аналоговой модели электрической машины по уравнениям, записанным в системе координат d, q . Полученные фазные величины Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c далее дифференцируются с добавлением падений напряжения на активных сопротивлениях обмоток статора в соответствии с (10), в результате чего образуются фазные напряжения u_a, u_b, u_c .

На рис. 8 приведена АФЧХ контура, аналогичного контуру, изображенному на рис. 6, а, но с дифференциаторами в тракте преобразования напряжения. Нетрудно видеть, что АФЧХ, приведенная на рис. 8, существенно отличается от АФЧХ, приведенной на рис. 6, б. Для количественной оценки полученного результата воспользуемся упомянутым выше частотным критерием устойчивости Найквиста—Михайлова.

Пусть имеем разомкнутую динамическую си-

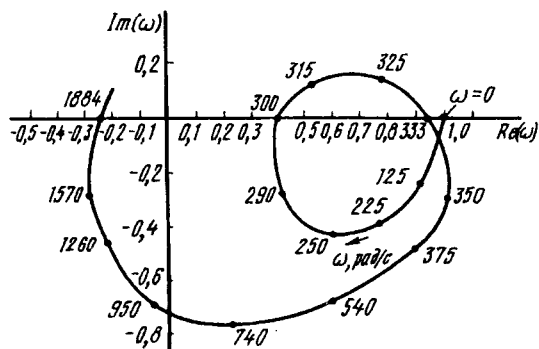


Рис. 8. Амплитудно-фазовая частотная характеристика контура преобразования координат с дифференциаторами на выходе ПКН

стему с передаточной функцией $W_p(j\omega)$ и звено отрицательной обратной связи с передаточной функцией $W_{o.c}(j\omega)$. Передаточная функция замкнутой динамической системы определяется выражением:

$$W_3(j\omega) = \frac{W_p(j\omega)}{1 + W_p(j\omega) W_{o.c}(j\omega)}.$$

Условием нарушения устойчивости будет обращение в нуль знаменателя этого выражения, т.е.

$$1 + W_p(j\omega) W_{o.c}(j\omega) = 0 \text{ или}$$

$$W_p(j\omega) W_{o.c}(j\omega) = -1. \quad (12)$$

Оценим область структурной устойчивости динамической системы с АФЧХ, приведенной на рис. 8. Эту область удобно характеризовать эквивалентным сопротивлением внешней сети $x_{вн}$, при котором обеспечивается структурная устойчивость модели электрической машины. Чтобы привести выражение (12) к удобному виду, необходимо иметь в виду, во-первых, что АФЧХ рис. 6, б и 8 сняты для $x_{вн}=1$ отн. ед. и во-вторых, что $W_{o.c}(j\omega)$ численно равна сопротивлению электрической машины (в отн. ед.), которое для рассматриваемого диапазона частот (свыше 200 Гц) соответствует ее сверхпереходному сопротивлению x_d'' . С учетом приведенного, условие структурной устойчивости можно записать в виде

$$\left| W_p^-(j\omega) \frac{x_d''}{x_{вн}} \right| < 1, \quad (13)$$

где $W_p^-(j\omega)$ — абсцисса пересечения кривой АФЧХ для контура, показанного на рис. 6, а, с отрицательной действительной полуосью.

Из рис. 8 видно, что значение $W_p^-(j\omega)$ не превышает 0,3. Для типовых значений сверхпроводных сопротивлений крупных синхронных машин, равных 0,2—0,25 отн. ед., область структурной устойчивости аналоговой модели ограничивается, таким образом, минимальными значениями $x_{вн}$, равными 0,060—0,075 отн. ед.

Для большинства задач, решаемых на трехфазной аналого-физической модели, эта область оказывается вполне достаточной. Если все же требуется модель, структурно устойчивая и при меньших внешних сопротивлениях, то может быть рекомендовано облегчение динамических характеристик фильтров в тракте преобразования напряжения и тока либо вынесение этих фильтров из тракта преобразования. Облегчение динамических характеристик фильтров может быть достигнуто за счет повышения промежуточной частоты преобразования (например 10 кГц вместо 5 кГц как в существующем устройстве), что для рассматриваемой схемы устройства аппаратно решается относительно просто. Вынесение фильтров из тракта преобразования — задача технически более сложная, поскольку требует организации синусоидальных промежуточных осей вместо прямоугольных модулирующих импульсов и аналоговых перемножителей вместо аналоговых ключей.

Помимо своего основного назначения (прямое и обратное преобразование координатных осей $d, q \rightarrow a, b, c$ для связи аналоговой модели электрической машины с трехфазной моделью сети) рассмотренное устройство может быть использовано для ряда других целей.

Измерение внутреннего угла синхронной машины. В результате модуляции сигналов u_d, u_q (в установившемся режиме — Ψ_d, Ψ_q без учета падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора) образуется их векторная сумма в виде высокочастотного синусоидального сигнала после фильтрации и коррекции фазового сдвига, вносимого фильтром. Фазовый сдвиг этого сигнала относительно прямоугольного периодического сигнала Λ_q соответствует фазовому сдвигу между поперечной осью синхронной машины и вектором напряжения статора (внутренний угол). Этот фазовый сдвиг может быть измерен с помощью углоизмерительного устройства импульсного типа за время, не превышающее одного периода промежуточной частоты преобразователя, т.е. $1/5102 \text{ Гц} = 0,196 \text{ мс}$.

Быстродействующее измерение напряжения, мощности и тока. Рассмотрим функциональную схему модульного измерительного преобразователя, изображенную на рис. 9. В состав схемы входят два идентичных канала преобразования, включающих входные датчики тока и напряжения

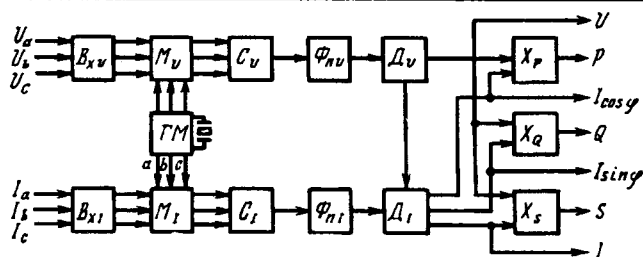


Рис. 9. Функциональная схема модульного измерительного преобразователя

($Bx_U Bx_I$), модуляторы M_U, M_I , сумматоры C_U, C_I , фильтры Φ_U, Φ_I . Кроме того, схема содержит детекторы значений тока и напряжения D_U, D_I , перемножители мощности X_P, X_Q, X_S и генератор модуляции $ГМ$. Модуляторы, сумматоры, фильтры и $ГМ$ выполняются по аналогии со схемами соответствующих устройств, используемых в тракте преобразования тока преобразователя координат.

Генератор модуляции формирует на своих выходах тройку высокочастотных модулирующих импульсов прямоугольной формы $\Lambda_a, \Lambda_b, \Lambda_c$ сдвинутых один относительно другого на 120° . Входные датчики представляют собой измерительные трансформаторы тока и напряжения с использованием активных усилительных элементов, позволяющих одновременно обеспечить их высокую точность и низкое потребление по измерительным цепям. Выходные сигналы датчиков, пропорциональные измеряемым фазным токам и напряжениям, модулируются вышеуказанными импульсами, после чего поступают на соответствующие сумматоры. На выходе сумматоров формируются ступенчатые напряжения, первая гармоника которых представляет собой проекцию входных сигналов на ось, вращающуюся с частотой, определяемой генератором модуляции.

В фильтрах осуществляется подавление высших гармоник частоты модуляции, после чего сформированные таким образом синусоидальные обобщенные сигналы напряжения и тока поступают на входы схем, условно названных детекторами значений. Детектор значений напряжения формирует сигнал постоянного тока U , амплитуда которого пропорциональна геометрической сумме амплитуд входных напряжений u_a, u_b, u_c . Детектор значений тока формирует три сигнала постоянного тока $I, I \cos \varphi$ и $I \sin \varphi$, пропорциональные сумме амплитуд входных токов, активной составляющей тока и реактивной составляющей измеряемого тока соответственно. Выходные сигналы детекторов значений поступают на соответствующие входы перемножителя активной мощности X_P , реактивной мощности X_Q и полной мощности X_S .

В результате преобразования входных сигналов

u_a, u_b, u_c и I_a, I_b, I_c на выходе формируются обобщенные сигналы трехфазной системы: U — напряжения; I — тока; $I \cos \varphi$ — активной составляющей тока; P — активной мощности; Q — реактивной мощности; S — полной мощности.

Быстродействие преобразователя, как следует из принципа его работы, примерно на два порядка превышает значение промышленной частоты. Такое быстродействие позволяет отслеживать изменение измеряемых параметров с временным разрешением, составляющим 100–200 мкс, благодаря чему появляется возможность значительно повысить качество систем регулирования, построенных с использованием описанного измерительного преобразователя.

Выводы. 1. Устройство преобразования координатных осей $d, q \rightarrow a, b, c$ для связи аналоговой модели электрической машины с трехфазной моделью электрической сети, построенное на принципе импульсной модуляции—демодуляции и сложения частот пилообразных сигналов, обладает достаточно высокой точностью, стабильностью, быстродействием и широким диапазоном преобразования частоты при относительно простой аппаратной реализации.

2. При построении аналоговой модели электрической машины с трехфазным выходом на переменном токе целесообразно использовать структуру решения уравнений электромагнитных процессов, в которой фазные напряжения статора рассчитываются как производные потокосцеплений обмоток статора с учетом падений напряжения на активных сопротивлениях обмоток.

3. При построении схемы преобразователя координат необходимо стремиться к обеспечению минимальных запаздываний в тракте преобразования напряжения и тока.

4. Элементы схемы преобразователя координат на принципе импульсной модуляции—демодуляции могут быть использованы также для быстродействующего измерения внутреннего угла моделируемой машины, а также токов, напряжений, активной, реактивной и полной мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Electronic simulation of hydro-generator with static excitation / G. Jasmin, F. Leroux, J.H. Boweles, D. Mukhedrak. — IEEE Trans. on PAS, Sept. 1981, vol. PAS-100, № 9, pp. 4207–4215.
2. Электронно-физическая модель электроэнергетических систем / Г.В. Рошин, Н.А. Иванов, И.И. Арсаманов и др. — Электричество, 1984, № 3.
3. Применение трехфазных аналого-физических моделей для решения электроэнергетических задач / Г.В. Рошин, Л.В. Сысоева, В.К. Фокин и др. — Электричество, 1992, № 1, с. 12–16.
4. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах / Под ред. Н.И. Соколова. — М.: Энергия, 1970.
5. Бушуев В.В. Аналого-цифровое моделирование электроэнергетических объектов. — М.: Энергия, 1980.
6. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое модели-

рование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1980.

7. Рошин Г.В. Математическое моделирование уравнений электромагнитных переходных процессов в электрических машинах переменного тока. — Изв. АН СССР «Энергетика и транспорт», 1971, № 4.

8. Применение трехфазных аналого-физических моделей для решения электроэнергетических задач / Г.В. Рошин, Л.В. Сысоева, В.К. Фокин, В.И. Филатов — Электричество, 1992, № 1.

9. Зайцев Г.Ф., Костюк В.И., Чинаев П.И. Основы автоматического управления и регулирования. Изд. 2-е. — Киев: Техника, 1977.

10. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. — М.: Энергия, 1964.

[14.01.94]

Авторы: Рошин Георгий Васильевич окончил электромеханический факультет Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) в 1950 г. В 1959 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Некоторые вопросы регулирования возбуждения синхронных генераторов» в Ленинградском отделении института электромеханики АН СССР. Ведущий научный сотрудник ВНИЦ Всесоюзного электротехнического института (ВЭИ).

Сысоева Людмила Васильевна окончила электроэнергетический факультет Московского энергетического института МЭИ в 1975 г. Научный сотрудник ВНИЦ ВЭИ.

Вершинина Светлана Иннокентьевна окончила электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института (НЭТИ) в 1960 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме «Исследование вопросов проектирования внутризаводского электроснабжения на основе автоматизированной системы человек—ЭВМ». Начальник отдела комплексного электрооборудования промышленных подстанций ВНИЦ ВЭИ (г. Истра).

Смирнова Елена Васильевна окончила факультет автоматики, телемеханики и электроники Московского электротехнического института связи в 1971 г. Научный сотрудник лаборатории статических тиристорных компенсаторов Научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).

Филатов Владимир Игоревич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1980 г. Заведующий группой систем регулирования лаборатории статических тиристорных компенсаторов ВНИИЭ.

Фокин Владимир Константинович окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1970 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Повышение устойчивости электропередач и узлов нагрузки энергосистем путем регулирования возбуждения синхронных машин по двум осям» во ВНИИЭ. Заведующий сектором моделирования лаборатории статических тиристорных компенсаторов ВНИИЭ.

Эффект динамического барьера при пробое жидких диэлектриков

АФИНОГЕНОВ Е.П., КОМЕЛЬКОВ В.С.

Исследована динамика пробоя трансформаторного масла в промежутке 2—4 см с электродами острие—плоскость при воздействии импульсов напряжения 2,0/50 мкс, 300 кВ. Установлено, что частичный (30—60%) срез напряжения в стадии пробоя без восстановления или с последующим восстановлением напряжения ведет к потере проводимости лидерных каналов и нарушению связи области ионизации с высоковольтным электродом. Образуется барьер из неподвижного объемного заряда, названный динамическим барьером, повышающий прочность промежутка в 2,4—1,5 раза. Полученные результаты представляют интерес для физики пробоя жидких диэлектриков и практических приложений.

Ключевые слова: трансформаторное масло, пробой, исследование.

В современной высоковольтной технике жидкие диэлектрики используются в качестве основного материала в трансформаторах, конденсаторах и устройствах различного назначения. Выбор конструктивных размеров, а вместе с тем стоимость и надежность высоковольтных устройств в значительной мере определяются рациональной геометрией рабочих промежутков и изоляционными характеристиками жидкого диэлектрика. Уровень изоляции связан с ее способностью выдерживать воздействие грозowych импульсов напряжения с фронтом 1—2 мкс и длительностью 50 мкс. Амплитуда волны, приходящей на подстанцию, для линий 110 кВ имеет значение 600—700 кВ, а для 220 кВ — 1100—1300 кВ.

Изоляционные промежутки в таком диэлектрике, как масло достигают нескольких сантиметров. Наиболее неблагоприятным является воздействие импульсов положительной полярности, при которых пробой происходит при меньших амплитуде и запаздывании.

Разряд в длинных промежутках в неоднородном и однородном полях развивается в виде лидерно-стримерных структур [1—6]. Относительно высокопроводящий канал лидера переносит потенциал электрода в зону ионизации, где формируются в результате электронно-лавинных процессов стримеры, замыкающиеся на канал лидера. Таким образом, в длинных промежутках разряд всегда развивается в неоднородных полях с тем существенным различием, что в однородных полях, где зажигание происходит при более высоких напряжениях и средних межэлектродных градиентах, скорость лидера выше, а время развития пробоя меньше. Продольные градиенты в канале

The breakdown dynamics in a transformer oil has been studied for the needle-plane gap of 2 to 4 cm in length when acted upon by 2,0/50 mks voltage pulse of 300 kV. It is established that a partial abrupt drop in voltage (30—60%) at the breakdown stage followed or not by subsequent voltage recovery results in ceasing the conductivity of leader channels and in breaking the connection between the ionization zone and high-voltage electrode. A kind of a barrier is formed by low-mobility volume charge referred to as the dynamic barrier which increases the gap strength by a factor of 2,1—1,5. The results obtained are of interest both for physics of electric breakdown in liquid dielectrics and in view of their practical application.

Key words: transformer oil, breakdown, investigation

лидера по данным [3—5] имеют значения 4—8 кВ·см⁻¹ при токах 2—20 мА.

Сопротивление лидерного канала равно примерно 10⁶ Ом·см⁻¹, концентрация электронов в нем по оценкам [3—5] — порядка 10¹⁶ см⁻³ при наличии 10²¹ см⁻³ нейтральных частиц, что определяет интенсивность процессов деионизации. Щелевая развертка и кадровые съемки [3, 5] показали, что диаметр лидерного канала имеет значение 5—10 мкм при токе около 10 мА. При толчках тока, связанных со ступенчатостью движения лидера, от 10⁻² до 7·10⁻² А плотность тока в канале — 10³—10⁵ А·см⁻².

При снижении лидерных токов ниже некоторого критического значения процессы деионизации в канале за несколько микросекунд могут стать необратимыми, что ведет к потере гальванической связи области ионизации с электродом и нарушению динамики пробоя. В стримерных каналах и прилегающей к ним области формирования электронных лавин процессы деионизации усиливаются за счет ухода электронов на уровни возбуждения атомов и молекул. С полным или частичным распадом лидерно-стримерных структур в промежутке останется малоподвижный объемный заряд, внедренный в предшествующей стадии. Возникает своеобразный динамический барьер, способный существенно влиять на динамику разряда [9] и при определенных условиях на прочность промежутка.

В описанных далее экспериментах исследовано воздействие на динамику пробоя трансформаторного масла частичного среза напряжения без восстановления и с последующим восстановлением напряжения, при котором наблюдается эффект образования динамического барьера и упрочнения

промежутка.

Экспериментальная установка. На рис. 1 приведена принципиальная схема установки. Импульс напряжения 2,0/50 мкс, возникающий на выходе

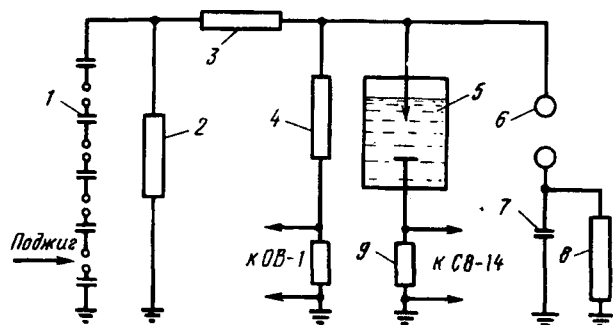


Рис. 1. Принципиальная схема установки: 1 — генератор импульсных напряжений; 2 — сопротивление нагрузки R_n ; 3 — тормозное сопротивление R_t ; 4 — делитель напряжения; 5 — рабочая камера; 6 — воздушный разрядник; 7 — формирующая емкость C_ϕ ; 8 — формирующее сопротивление R_ϕ ; 9 — токовый шунт

генератора ГИН-300 (1) при его разряде на нагрузку (2), поступает через ограничивающее сопротивление R_t (3) на разрядную камеру (5), содержащую электроды острие—плоскость (О—П), погруженные в трансформаторное масло. Исследовались два варианта пробоя промежутка: при воздействии импульса 2,0/50 мкс и того же импульса со срезом напряжения. Во втором варианте в максимуме напряжения происходил пробой шаровых разрядников (6) и включение в цепь формирующего сопротивления R_ϕ (8) и емкости C_ϕ (7). При этом, в случае отсутствия емкости C_ϕ напряжение на промежутке О—П уменьшалось в отношении $R_\phi/(R_t+R_\phi)$. При наличии только емкости напряжение в начальный момент снижалось до нуля, а затем восстанавливалось до уровня основной волны.

Напряжение на электродах осциллографировалось с помощью омического делителя напряжения. Коэффициент деления устройства 1500, сигнал от делителя с сопротивлением 1,0 Ом поступал на осциллограф ОВ-1 по кабелю РК-100. Регистрация тока разряда осуществлялась с помощью коаксиального омического шунта. Сигнал от шунта подавался на осциллограф С8-13.

Сопротивление $R_t=250$ Ом, включаемое в цепь разряда, ограничивало токи после пробоя промежутка, что позволило уменьшить разложение масла и снизить интенсивность ударных волн, возникающих в этой стадии. На развитие лидерно-стримерных процессов оно влияния не оказывает. Разряды протекали в камере диаметром 140 мм и высотой 300 мм, изготовленной из диэлектрических материалов, имевшей два смотровых окна диаметром 100 мм и толщиной 30 мм.

Подвод высокого напряжения к электродам осуществляется через проходной изолятор, частично погруженный в масло. Плоский электрод формы Роговского имел диаметр 20 мм. Два типа стержневых электродов имели радиус закругления острия 40 мкм и 1,5 мм. Коэффициент искажения поля K_n , определяется из известных соотношений:

$$K_n = E_0/E_p,$$

где E_0 — поле у острия:

$$E_0 = \frac{U}{1,15 r \ln \frac{4\delta}{r}};$$

E_p — квазиоднородное поле:

$$E_p = U/\delta.$$

Таким образом

$$K_n = \frac{\delta}{1,15 r \ln \frac{4\delta}{r}} \quad (1)$$

и для промежутка О—П при $\delta=4$ см и $r=40$ мкм $K_n=105$, а для $\delta=2$ см и $r=1,5$ мм $K_n=2,9$.

В отдельных экспериментах в промежутке устанавливается диэлектрический барьер диаметром 14 см, из картона толщиной 0,2 мм. Барьер закреплялся в камере на диэлектрических стойках. Камера заполнялась трансформаторным маслом типа ГК с процентным содержанием углерода в ароматических маслах — 1,6%, в нафтенных циклах — 40,3%, в парафиновых цепях — 58,1%. Перед каждым экспериментом производилась откачка газовых пузырьков из масла и затем заполнение свободного объема воздухом. Покадровая съемка и фоторазвертка разряда в масле производились теневым методом с помощью прибора ИАБ-458, совмещенного с двумя камерами высокоскоростного фоторегистратора (ВФУ).

В качестве источника подсветки использовалась импульсная лампа ИФП-500, поджигаемая от батареи конденсаторов емкостью 1200 мкФ, напряжением 3 кВ. Свет от лампы проецировался на коллиматор, а затем поступал в камеру с маслом и далее через приемный объектив коллиматора и систему линз на пленку высокоскоростной камеры. Принципиальная схема теневой установки для кадровых съемок и фоторазверток приведена в [8]. В режиме фоторазвертки максимальное разрешение во времени составляло 10^{-7} с. В режиме кадровой съемки — экспозиция каждого кадра 2,5 мкс.

Результаты эксперимента. 1. *Пробой в резко неоднородном поле.* В промежутке + О—П, $\delta=4$ см, $r=40$ мкм при импульсе $2,0 \pm 0,5/50 \pm \pm 5$ мкс до $U_{\max}=80$ кВ пробоя не наблюдалось;

с увеличением напряжения до 110 кВ пробой регистрировался в каждом случае. При $U_{\max}=93$ кВ вероятность пробоя — 50%. В лидерной стадии значения токов были порядка 5–10 мА. Зажиганию дуги предшествуют два повторных пробоя (рис. 2). Амплитуда первого, второго импульсов и тока дуги соответственно равны: 1,48; 1,12 и 1,77 А.

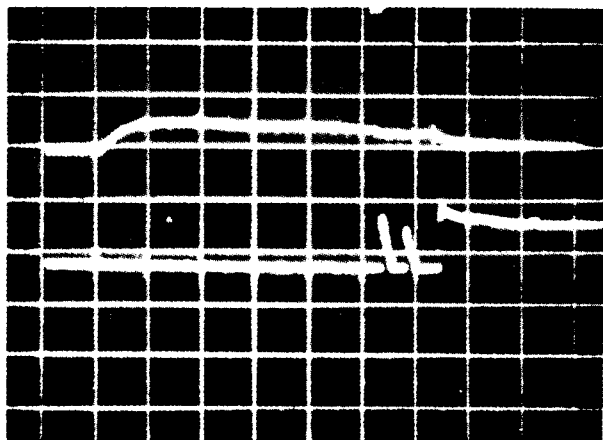


Рис. 2. Осциллограмма тока и напряжения при пробое промежутка + О-П, $\delta=4$ см; $r=40$ мкм; $U_0=250$ кВ/дел.; $I=1,6$ А/дел.; $t=5$ мкс/дел.

Оптическая картина разряда при $U_{\max}=300$ кВ в режиме покадровой теневой съемки представлена на рис. 3. После подачи напряжения от острия к плоскости и в радиальном направлении от многочисленных ветвистых структур начинают распространяться теньевые волны возмущения или относительно слабые ударные волны. За фронтальной волной следует серия более слабых возмущений. Скорость теньевых фронтальных волн

максимальна в первые 2–3 мкс, после $U_{\max}$ она снижается и снова резко возрастает вблизи плоского электрода. По их значению можно определить скорости лидерных процессов; они равны соответственно: $4 \cdot 10^6$; $2,6 \cdot 10^6$; $3 \cdot 10^6$ см·с⁻¹. В начальной стадии разряда ветвистая структура развивается в виде полусферы, затем преимущественно по оси разряда. В момент $U_{\max}$ диаметр структур — 1,3–1,8 см.

Мелкомасштабные ветвистые теньевые структуры исчезают через 10–15 мкс после пробоя. Канальные структуры с диаметром каналов 100–300 мкм, спустя 300 мкс еще сохраняют свои очертания, а затем расплываются, образуя диффузное облако. Незавершенные разряды не вызывают заметного разложения масла, как это имеет место при дуговых разрядах.

2. Пробой в поле, близком к однородному, наблюдался при электродах + О-П при радиусе закругления острия $r=1,5$ мм и $\delta=2$ см. Импульсное пробивное напряжение промежутка — $U_{50\%}=210$ кВ.

При напряжении $(1,3-1,4)U_{50\%}$ пробой происходит за 5–6 мкс (рис. 4). Разряд начался в максимуме волны и развивался со скоростью лидера $1,3 \cdot 10^6$ см·с⁻¹; на расстоянии от стержневого электрода 1,5–2 мм скорость снизилась до $(3-5) \cdot 10^5$ см·с⁻¹, а затем у плоскости вновь возросла до значения более 10^6 см·с⁻¹.

В момент $U_{\max}$ диаметр структурных образований не превышал 0,8 см, а затем по мере приближения к плоскости достигал почти размеров промежутка (1,8–2,0 см). Развитие разряда в зоне высоких скоростей длилось не более $(1 \div 2) \cdot 10^{-7}$ с.

Характерной особенностью пробоя в квази-однородном поле является образование в начальной фазе одноканального разряда. Его длина близка к длине начального стримера. Последующие

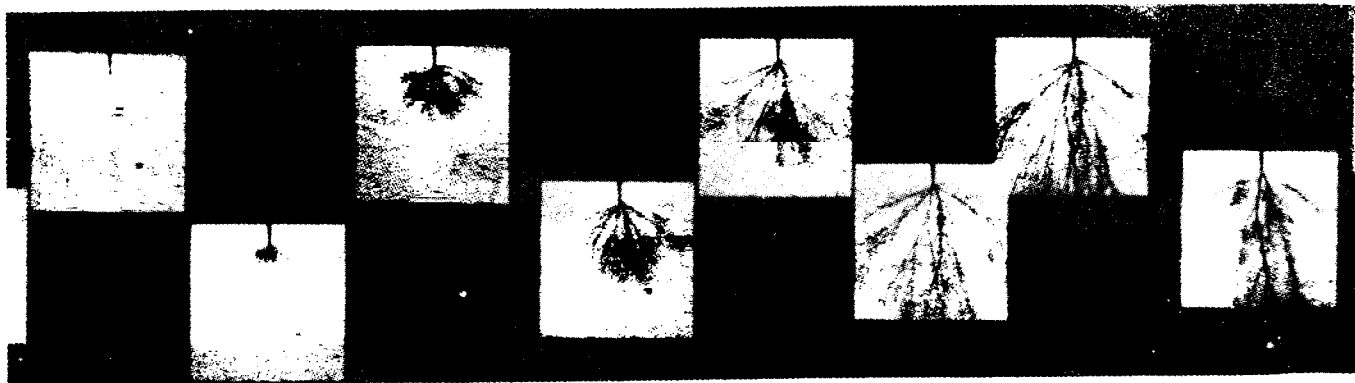


Рис. 3. Разряд в трансформаторном масле в сильно неоднородном поле + О-П; $\delta=4$ см; $r=40$ мкм; $U_{\max}=300$ кВ

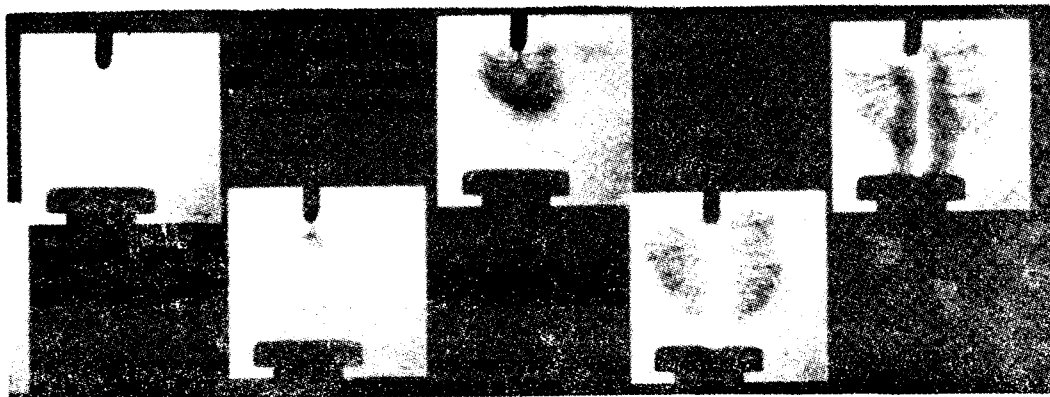


Рис. 4. Разряд в трансформаторном масле в поле, близком к однородному:
+О—П $\delta=2$ см; $r=1,5$ мм; $U_{\max}=300$ кВ

структуры замыкаются не на электрод, а на этот канал.

3. Влияние диэлектрического барьера на разряд исследовалось в двух промежутках + О—П, $\delta=4$ см, $r=40$ мкм и + О—П, $\delta=2$ см, $r=1,5$ мм. В первом случае, как видно из рис. 5, разряд при $U_{\max}=250$ кВ и расстоянии барьера от острия 1,8 см развивался так же как и в свободном промежутке с сильно неоднородным полем. Скорость структур — $2,4 \cdot 10^5$ см·с⁻¹. При подходе к поверхности барьера усиливается развитие структур в радиальном направлении. Пробой наступал с увеличением напряжения до $U_{\max}=(1,3 \div 1,4)U_{50\%}$.

С установкой барьера на разных расстояниях от острия (0,7; 1,2; 1,8 см) пробивное напряжение и характер разряда не изменялись. При пробое разряд огибал зону структур и замыкался на противоположный электрод за пределами барьера. Динамика процессов в другом промежутке ($\delta=2$ см) видна из рис. 6. До момента соприкосновения структур с барьером процесс идет с той же, как и в первом случае, скоростью. После соприкосновения с барьером усиливается развитие разрядов от острия электрода. Через 25 мкс один из каналов замыкается на противоположный электрод.

В том же промежутке с барьером на рас-

стоянии 0,8 см от острия разряд в одном случае начинался с развития ветвистых структур с полусферической поверхности конца электрода, в другом — с одиночного канала, длиной 2—3 мм, на который замыкались все последующие структуры.

Независимо от типа электродов пробой при наличии барьера происходил в радиальном направлении через 20—30 мкс после начала разряда.

4. Воздействие на динамику разряда. На динамику процесса существенное влияние оказывает не только амплитуда, но и форма импульса напряжения. Даже относительно короткие спады напряжения могут сопровождаться остановкой лидера и деионизацией его канала.

На рис. 7 приведена осциллограмма напряжения на промежутке + О—П при $\delta=4$ см $r=40$ мкм для $R_{\phi}=280$ Ом; $R_T=250$ Ом; $C_{\phi}=100$ пФ. После пробоя шарового разрядника напряжение на промежутке падает до уровня определяемого отношением $R_{\phi}/(R_T+R_{\phi})$. Для падающей волны с $U_{\max}=2U_{50\%}$ напряжение снижалось до уровня $U_{cp}=U_{50\%}$ и мало изменялось в течение 40 мкс. В этом режиме, как видно на кадрах теневой съемки (рис. 8), после среза напряжения развитие лидерных структур прекратилось. К плоскому электроду продолжали распространяться волны возмущения от лидерных

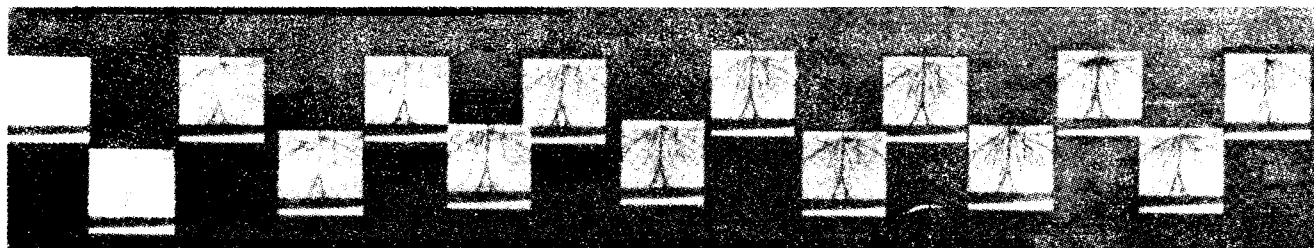


Рис. 5. Разряд в трансформаторном масле в неоднородном поле при диэлектрическом барьере:
 $\delta=4$ см; $r=40$ мкм; $U_{\max}=1,2U_{50\%}$

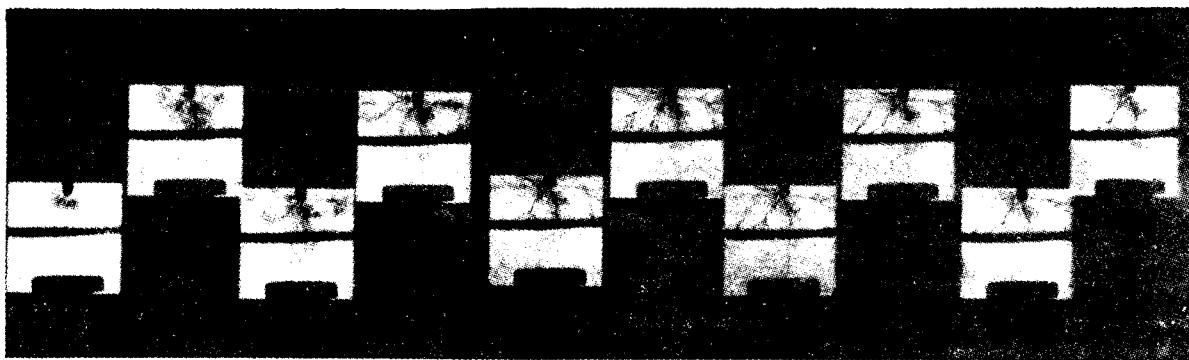


Рис. 6. Разряд в трансформаторном масле в поле, близком к однородному: $\delta = 2$ см; $r = 1,5$ мм; $U_{\max} = 300$ кВ при диэлектрическом барьере



Рис. 7. Волна напряжения при срезе без восстановления напряжения: + О—П $U = 250$ кВ/дел.; $t = 5$ мкс/дел.

каналов со скоростью $1,4 \cdot 10^5$ см·с⁻¹. В момент среза структуры имели диаметр 2,0 см. Возобновления процессов ионизации не произошло, поскольку динамический барьер, созданный объемным зарядом, внедренным в промежутке, существенно трансформировал электрическое поле по всей разрядной промежутке, включая поле у острия электрода. Токи в лидерных каналах снизились до нуля и их деионизация стала необратимой. При увеличении амплитуды до $U_{\max} = 2,4 U_{50\%}$ и уровня среза до $1,7 U_{50\%}$ лидерные каналы продвинулись на большую глубину в промежуток, но в момент среза во всех случаях из десяти останавливались. Электрическая прочность промежутка возросла более чем в 2,4 раза.

В следующем эксперименте в схеме рис. 1

отсутствовало сопротивление $R_{\text{ф}}$. После пробоя шарового разрядника импульсом $U_{\max} = 1,5 U_{50\%}$ происходил глубокий спад напряжения с последующим зарядом емкости 200 пФ через сопротивление $R_{\text{т}} = 250$ кОм и восстановлением напряжения. Последующий спад напряжения до уровня $U_{\max}/2$ протекал за 40 мкс. Кривая напряжения имеет характер униполярного импульса с положительной компонентой (рис. 9).

Максимальное значение срезанного напряжения на промежутке, нарастающего со средней крутизной $11,4$ кВ·мкс⁻¹, достигало $1,4 U_{50\%}$. И в этом случае динамический барьер прерывал развитие разряда и предотвращал пробой промежутка. Пробой не наблюдался ни в одном из 20 экспериментов. Прочность промежутка в этом варианте среза возрастает в 1,5 раза.

С увеличением амплитуды до $U_{\max} = 1,6 U_{50\%}$ и среза до $1,1 U_{50\%}$ пробой наблюдается в 50% случаев из 20.

На рис. 10 приведены кадры теневой фотографии для случая, когда разряд при наличии динамического барьера завершается пробоем. После среза начальная структура прекращает свое развитие и блокирует значительный объем меж-

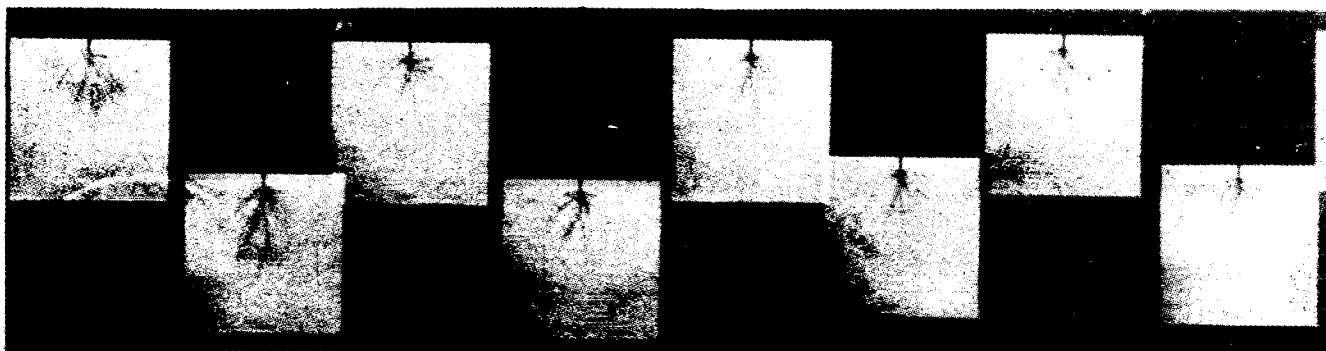


Рис. 8. Разряд в трансформаторном масле в промежутке + О—П $\delta = 4$ см; $r = 40$ мкм; $U_{\max} = 2 U_{50\%}$; $U_{\text{ср}} = U_{50\%}$

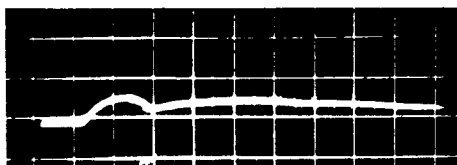


Рис. 9. Волна напряжения при срезе с последующим восстановлением напряжения: + О—П; $U=250$ кВ/дел.; $t=5$ мкс/дел.

электродного пространства. Развитие лидерных процессов в радиальном направлении возобновилось спустя 2—3 мкс после среза, когда восстанавливающееся напряжение достигло уровня $1,2 U_{50\%}$ и закончилось через 15—17 мкс. Средняя скорость лидерных структур $2 \cdot 10^5$ см·с⁻¹.

В поле, близком к однородному, срез в максимуме волны не дал положительного результата, поскольку динамические структуры к этому моменту не получили необходимого развития из-за позднего зажигания разряда.

Обсуждение результатов эксперимента. Ранее было установлено [1] и впоследствии подтверждено [3, 5], что механизм развития лидерного процесса не связан с процессами, происходящими на электродах. Запаздывание зажигания в большей мере зависит от обработки поверхности электродов, чем от их материала. Для длинных промежутков запаздывание зажигания особого значения не имеет, так как пробой длится многие микросекунды.

Однако для формирования объемного заряда и выбора момента среза оно должно быть принято во внимание. Из приведенных данных видно, что в случае электрода с $r=40$ мкм, к максимуму волны, диаметр структур достигает 1,3—1,8 см, тогда как для электрода с $r=1,5$ мм он равен 0,6—0,8 см. Зажигание произошло в момент, близкий к $U_{\max}=210$ кВ при градиенте у поверхности электрода $3 \cdot 10^5$ В·см⁻¹. При том же

градиенте пробой у острого электрода начался при $U=15$ —20 кВ и развивался далее со скоростью $(5 \div 7) \cdot 10^5$ см·с⁻¹ при $U'=44$ кВ·мкс⁻¹. За максимумом волны скорость в первые 2,5 мкс снизилась до $2,3 \cdot 10^5$ см·с⁻¹, а затем через 5 мкс до $1,6 \cdot 10^5$ см·с⁻¹. В поле, близком к однородному, процесс за фронтом в первые 2,5 мкс развивался со скоростью $2,8 \cdot 10^5$ см·с⁻¹.

Устойчивость лидерного канала определяется протекающими по нему емкостными токами, как это следует из соотношения

$$i_1 = \frac{d}{dt}(C_{\text{л}} U_{\text{л}}) = \frac{dC_{\text{л}}}{dt} U_{\text{л}} + C_{\text{л}} \frac{dU_{\text{л}}}{dt}, \quad (2)$$

где $C_{\text{л}}$ — емкость лидерного канала: $C_{\text{л}} = \epsilon K l_{\text{л}}$; ϵ — диэлектрическая постоянная среды; K — коэффициент, определяемый геометрией канала; $l_{\text{л}}$ — длина лидера; $U_{\text{л}}$ — потенциал лидерного канала.

Первая компонента преобладает за максимумом волны, вторая — на ее фронте.

Поскольку

$$\frac{dC_{\text{л}}}{dt} \equiv \frac{dl_{\text{л}}}{dt},$$

то

$$i_{\text{л}} = U \frac{dC_{\text{л}}}{dt} = \epsilon K v_{\text{л}} U. \quad (3)$$

Как показал эксперимент, развитие разряда прекращается, когда скорость $v_{\text{л}}$ лидера становится меньше 10^5 см·с⁻¹, а токи менее 10^{-4} А. При этой скорости потенциал и градиенты у головки стримеров становятся ниже критических. С уменьшением скорости лидера происходит снижение проводимости канала, повышение продольных градиентов и необратимое нарастание деионизации канала.

Наибольшие лидерные токи наблюдаются на

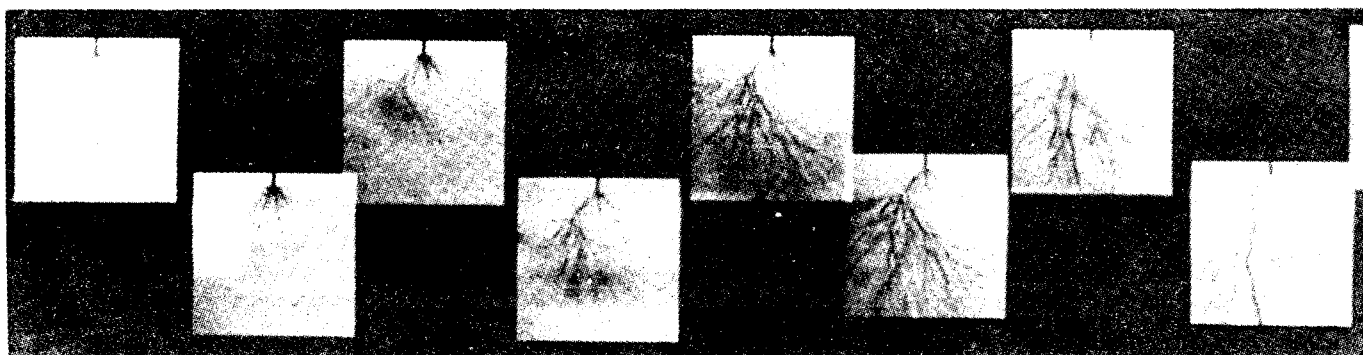


Рис. 10. Пробой промежутка в трансформаторном масле при наличии динамического барьера: $U_{\max}=1,6 U_{50\%}$; $U_{\text{ср}}=1,1 U_{50\%}$; $\delta=4$ см; $r=40$ мкм

фронте волны. При изменении крутизны напряжения от 4 до $400 \text{ кВ} \cdot \text{мкс}^{-1}$ скорость лидера увеличивается согласно [3] от $2 \cdot 10^5$ до $5 \cdot 10^6 \text{ см} \cdot \text{с}^{-1}$. Соответственно увеличиваются лидерные токи и вносимый ими в промежуток объемный заряд.

Основным элементом зоны ионизации, где формируется объемный заряд, являются стримерные каналы, замыкающиеся на головку лидера. По аналогии с разрядом в воздухе длину стримеров ($l_{\text{ст}}$) можно определить по промежутку лидер—плоскость в финальной стадии пробоя при контакте стримера с плоским электродом. По данным, полученным этим и более точными методами [3, 5], длина стримеров оценивается значениями $3 \div 6 \text{ мм}$. Пучок из трех—шести стримеров, диаметром $1 \div 5 \text{ мкм}$, с током $10^{-3} \div 10^{-4} \text{ А}$, с плотностью тока $(1 \div 8) \cdot 10^3 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$, продольными градиентами $(1,5 \div 1,8) \times 10^4 \text{ В} \cdot \text{см}^{-1}$ замыкается на головку лидера. Сопротивление стримерного канала $(1 \div 3) \cdot 10^7 \text{ Ом} \cdot \text{см}^{-1}$. В момент образования ступени один из стримеров с высокой скоростью преобразуется в лидерный канал с более высокой проводимостью и меньшими продольными градиентами. Уже в процессе преобразования с головки лидера начинают развиваться новые стримеры.

В лидерно-стримерных структурах существует, таким образом, две области распределения зарядов: область погасших стримеров, окружающая лидерный канал и его разветвления, и поверхность лидерного канала. Как показывают теневые фотографии, плотность в каналах обеих структур существенно ниже плотности окружающей среды. В случае снижения потенциала лидерного канала, а это имеет место при скачкообразном развитии ступени или уменьшении потенциала электрода, возможны обратные разряды из зон объемных зарядов на канал лидера и на электрод. При этом из-за высокого сопротивления канала лидера токами обратного разряда будет поддерживаться в течение некоторого времени потенциал головки лидера, как это имеет место в незавершенных разрядах.

Существует, однако, различие между обратными разрядами при образовании ступени и спаде напряжения на электродах. В первом случае наибольшие токи и более яркое свечение наблюдается на участках канала лидера, близких к его головке, во втором — у электрода. После среза с восстановлением напряжения, если деионизация каналов оказалась недостаточной, емкостные токи, определяемые крутизной напряжения и остаточной проводимостью каналов, будут наибольшими у электродов и наименьшими у головки лидеров, что снижает вероятность возобновления процессов ионизации. Ни в одном

эксперименте, даже при отсутствии паузы между срезом и началом подъема напряжения, не наблюдалось возобновления ионизации в стримерной области.

Со снижением крутизны восстанавливающегося напряжения и наличии паузы в несколько микросекунд разряд возобновляется с электрода из тех областей, где ранее отсутствовали структуры. Развитие разряда в неоднородном поле при нарастающем напряжении сходно с разрядом в однородных полях, если средние градиенты ($E_{\text{ср}}$) в промежутке в однородных полях достаточно велики или, тем более, близки к градиентам зажигания (E_z).

При $E_{\text{ср}} \ll E_z$, как это имеет место в большинстве конструкций, скорости лидеров на порядок ниже $(2 \div 7) 10^5 \text{ см} \cdot \text{с}^{-1}$. Ударные волны, создаваемые лидерно-стримерными структурами, не влияют на развитие пробоя, тогда как срез напряжения на 30% полностью его прекращает, несмотря на продвижение волн с той же скоростью к противоположному электроду. Как уже отмечалось, разряд возобновляется там, где развитие структур было менее интенсивным.

Таким образом, данными наблюдений не подтверждается основной принцип теории пробоя конденсированных сред [10], согласно которому скорость развития пробоя приравняется к скорости перемещения фронта фазового перехода вещества в новое состояние.

Не согласуется с этим принципом также эффект динамического барьера, ступенчатое развитие лидера, влияние крутизны напряжения на динамику пробоя, когда скорость пробоя в начале фронта волны на порядок превосходит скорость в ее максимуме.

Заключение. Как показал эксперимент, эффективность динамического барьера определяется развитием лидерно-стримерных структур к моменту среза, глубиной и длительностью среза, крутизной спада и восстановления напряжения, длительностью паузы между срезом и началом подъема напряжения. В длинных промежутках 4—10 см, где пробой длится более 10 мкс, барьерный эффект может быть достигнут простыми средствами. Наилучший результат получен с помощью схемы рис. 1 с $C_{\text{ф}} = 100 \text{ пФ}$, $R_{\text{т}} = 25 \text{ кОм}$, $R_{\text{ф}} = 28 \text{ кОм}$ в неоднородном поле.

При срезе волны в максимуме напряжения $U_{\text{max}} = 300 \text{ кВ} = 2,4 U_{50\%}$ до $1,7 U_{50\%}$ прочность промежутка увеличилась в 2,4 раза. Срез с восстановлением напряжения при $U_{\text{max}} = 1,6 U_{50\%}$ дал увеличение прочности в 1,6 раза.

Диэлектрический барьер оказался менее эффективным. Прочность при его наличии возросла в 1,3—1,4 раза, что близко к данным [3]. Образование динамического барьера будет проис-

ходить и при наложении коротких одиночных или многих импульсов на волны грозových и коммутационных напряжений. При прохождении каждого импульса в начальной фазе за счет его большей крутизны, чем в основной волне, образуются лидерно-стримерные структуры, которые затем погаснут, оставляя в промежутке объемный заряд. В случае нескольких импульсов существенно увеличатся размеры динамического барьера и его эффективность. Целесообразно и совместное применение динамического и диэлектрического барьера, что, с одной стороны, уменьшит влияние степени неоднородности поля конструкций на эффект, а с другой — снизит износ диэлектрического барьера при длительной эксплуатации.

Применительно к конкретным задачам могут быть использованы приведенные схемы, ОПН и другие устройства в соответствии с особенностями изоляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комельков В.С. Механизм импульсного пробоя жидкостей. — ДАН СССР, т. 47, № 4.
2. Комельков В.С. Развитие импульсного разряда в жидкости. — ЖТФ, т. 31, вып. 8.
3. Ушаков В.Я. Импульсный пробой жидкостей. Изд. Томского университета, 1975.
4. Liao T.W., Anderson I.G. Propagation mechanism of Impulse Corona and Breakdown in Oil. — AIEE Trans., 1953, 72, 1.

5. Торшин Ю.В. К проблеме существования лидерного процесса при импульсном электрическом пробое трансформаторных масел. — Электричество, 1993, № 5.

6. Lesaint O., Gournay P. and Tobasion R. Investigation of transient currents associated with Streamer propagation in Dielectric Lignids. France. Grenoble, 1990, 10—14 Sept.

7. Rain P., Boisdon C., Lesaint O., Tobasion R. Behavior of Streamers under divergent A.C. Field in Transformer Oils at Large Gaps. — Tenth. Int. Conf., France, Grenoble, 1990, 10—14 Sept.

8. Афиногенов Е.П., Комельков В.С., Малюшевский П.П. Генерация направленных ударных волн сильноточными разрядами в жидкости. — Электричество, 1992, № 12.

9. Афиногенов Е.П., Комельков В.С. Исследование динамики разряда в трансформаторном масле. — Тезисы докладов V Всесоюзной школы «Физика импульсных разрядов в конденсированных средах». Николаев, 1991.

10. Вершинин Ю.Н. Термодинамические уравнения пробоя диэлектриков. — ДАН СССР, 1989, т. 279, № 4.

[27.04.94]

Авторы: Афиногенов Евгений Павлович окончил теплоэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1969 г. Старший научный сотрудник АО «Энергетический институт им. Г.М. Кржижановского»

Комельков Владимир Степанович окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1937 г. В 1954 г. защитил докторскую диссертацию по работам в области электрофизики. Главный научный сотрудник АО «Энергетический Институт им. Г.М. Кржижановского»

Учет переходных процессов при выборе параметров временных импульсных дифференциальных защит трансформаторов (автотрансформаторов)

ДМИТРЕНКО А.М.

Исследованы переходные режимы, при которых происходит однополярное намагничивание магнитопроводов трансформаторов тока. Выявлены обобщенные параметры, определяющие возможные искажения формы кривой колебательной составляющей тока небаланса. Найдены значения обобщенных параметров, при которых наблюдаются наиболее тяжелые условия для отстройки временных импульсных дифференциальных защит, и на этой базе даны рекомендации по выбору их параметров срабатывания.

Ключевые слова: дифференциальная защита, трансформатор, обобщенный параметр, небаланс

The paper considers the transients under which one-polar magnetization of current transformer's magnetic circuit occurs. Generalized parameters determining possible distortion of the oscillating component curve form of the non-balance current are obtained. The values of generalized parameters under the most difficult conditions for the time-impulse differential protection adjustment are determined recommendations for selection of response parameters are given.

Key words: differential protection, transformer, generalized parameters, non-balance

Электрической промышленностью выпускаются дифференциальные реле, основанные на временном импульсном принципе функционирования [1, 2]. Дифференциальная защита (ДЗ) в общем виде

представляет собой систему, включающую группы трансформаторов тока (ГТТ), промежуточные трансформаторы тока (ПТТ) и дифференциальные реле (ДР) [3]. Основными расчетными ре-

жимами ДЗ являются режим броска намагничивающего тока (БНТ) при включении защищаемого трансформатора на холостой ход и переходные режимы коротких замыканий (КЗ). В указанных режимах погрешности ТТ значительно возрастают, что приводит к искажению информации на входе ДР. В качестве информационного признака в реле ДЗТ-21 используется длительность интервалов времени, в течение которых абсолютные значения дифференциального тока (или его производной) не превышают определенным образом сформированный уровень [1]. Для выделения указанного признака используется преобразование непрерывной величины

$$i = |i_3| - i_{cm1} - i_{cm2}$$

в дискретную по времени и контроль временных параметров получаемого сигнала.

Ток i_3 получается на выходе реального дифференцирующего звена (РДЗ). Постоянная времени T_3 РДЗ принята в пределах 1–1,2 мс [1]. Токи i_{cm1} и i_{cm2} — это выпрямленные и сглаженные токи. Ток i_{cm1} может зависеть от какого-либо параметра тока на выходе РДЗ (например амплитуды второй гармоники, максимального значения и т.д.); i_{cm2} зависит от максимального в течение периода T промышленной частоты значения тормозного тока

$$i_T = 0,5(|i_{21}| + |i_{22}| + \dots + |i_{2n}|), \quad (1)$$

где $i_{21}, i_{22}, \dots, i_{2n}$ — токи на входах ДР.

В реагируемом органе (РО) реле ДЗТ-21 контролируется длительность пауз дискретного сигнала. При использовании со стороны высшего напряжения защищаемого трансформатора (автотрансформатора) ГТТ треугольника (ГТТΔ) и дополнительного торможения от второй гармоники дифференциального тока уставкой по длительности паузы РО принята равной 5 мс [1]. При уменьшении уставки по длительности паузы до 4 мс можно обеспечить отстройку от всех видов токов на выходе ГТТΔ в режиме БНТ без дополнительного торможения от второй гармоники [4, 5]. Такое выполнение реле является перспективным при переходе на новую элементную базу, обеспечивающую повышенную точность задания параметров РО. В связи с изложенным в режиме БНТ актуальным является нахождение расчетного значения уровня замера пауз по отношению к наибольшему в течение периода T абсолютному значению тока на выходе РДЗ. В переходных режимах внешних КЗ (в том числе режимах сквозных токов) актуальным является выявление обобщенных параметров режима работы ТТ (ПТТ), определяющих искажение формы кривой колебательной составляющей пе-

реходного тока небаланса.

Времяимпульсные ДР имеют малые входные сопротивления, поэтому можно полагать сопротивление нагрузки ТТ активным, а сопротивление дифференциальной цепи равным нулю. Индуктивностью рассеяния вторичной обмотки ТТ можно пренебречь, поскольку при этом создаются более тяжелые режимы для времяимпульсных ДЗ. С учетом этого процессы в ТТ описываются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_2}{dt} &= i_2 (R_{обм2} + R_{нг}); \\ i_0 &= i'_1 - i_2; \\ H &= i_0 w_2 / l_m, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\psi_2 = w_2 s_m B$ — потокосцепление с вторичной обмоткой; B, H — индукция и напряженность магнитного поля; i'_1, i_2, i_0 — приведенный первичный, вторичный и намагничивающий токи; $R_{обм2}, R_{нг}$ — активные сопротивления вторичной обмотки ТТ и нагрузки; s_m, l_m — сечение и средняя длина магнитопровода.

В настоящее время при производстве ТТ используется электротехническая сталь 3413, которая имеет коэрцитивную силу не более 8 А/м [6, 10]. Амплитудная динамическая характеристика намагничивания (АДХН), снятая на синусоидальном напряжении частотой 50 Гц, располагается правее восходящей линии статической петли гистерезиса при $8 \text{ А/м} \leq H \leq 80 \text{ А/м}$ (рис. 1).

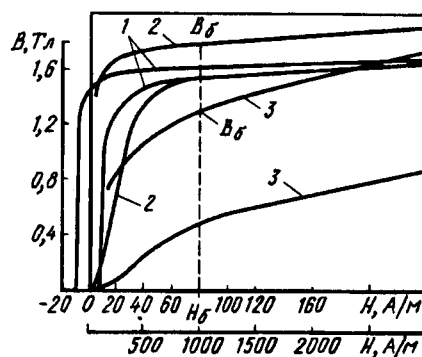


Рис. 1. Характеристики намагничивания: 1 — статическая петля гистерезиса стали 3413 (значения при $B \geq 0$); 2 — амплитудная динамическая характеристика намагничивания $B_{max} = f(H_{max})$ при $f = 50$ Гц (сталь 3413 толщиной 0,35 мм) для витого ленточного магнитопровода; 3 — то же, для шихтованного магнитопровода Ш20х40, применяемого в автотрансформаторах тока АТ-31, АТ-32

В большинстве расчетных режимов ДЗ мощных трансформаторов (автотрансформаторов) наблюдается однополярное намагничивание магнитопровода ТТ. В этих условиях при $H \geq 100 \text{ А/м}$ можно не учитывать явление гистерезиса и в качестве расчетной зависимости $B(H)$ использовать АДХН. Этот вывод хорошо согласуется с

рекомендациями [7].

Для анализа поведения релейных защит наибольшее распространение получила кусочно-линейная аппроксимация кривой намагничивания с использованием двух или трех отрезков прямых. Такая аппроксимация может обеспечить приемлемую точность для времяимпульсных ДЗ только в некоторых частных случаях. Более высокую точность обеспечивают «гладкие» аппроксимации: кривой $H(B)$ — гиперболическим синусом [8] или кривой $B(H)$ — арктангенсом [9]. Эти аппроксимации позволяют проводить расчеты как при однополярном, так и при разнополярном намагничивании магнитопровода ТТ, однако их точность также недостаточна. Приемлемую точность при анализе и математическом моделировании работы времяимпульсных ДЗ в условиях однополярного намагничивания магнитопровода ТТ обеспечивает аппроксимация АДХН вида

$$B = \beta \ln \frac{H}{H_6} + B_6 + \mu_0 H, \quad (3)$$

где B_6, H_6 — базисные значения индукции и напряженности магнитного поля; μ_0 — магнитная постоянная, равная магнитной проницаемости вакуума.

Дифференциальная магнитная проницаемость на основании выражения (3) равна

$$\mu_{\text{диф}} = \frac{dB}{dH} = \frac{\beta}{H} + \mu_0. \quad (4)$$

При $H \leq 10000$ А/м влиянием слагаемых, зависящих от μ_0 , в выражениях (3) и (4) можно пренебречь. При этом в диапазоне изменения H от 100 до 10000 А/м погрешность аппроксимации (3) не превышает $\pm 3\%$. При $\mu_0 \approx 0$ выражение (3) инвариантно по отношению к базисным значениям индукции и напряженности магнитного поля. В частности, удобно принять $H_6 = 1000$ А/м. Тогда по данным на рис. 1 $B_6 \approx 1,8$ Тл для витых ленточных магнитопроводов и $B_6 \approx 1,3$ Тл для шихтованных магнитопроводов из Ш-образных пластин.

Параметр β может приниматься равным примерно 0,09 Тл для витых ленточных магнитопроводов из стали 3413 и 0,32 Тл для шихтованных магнитопроводов из Ш-образных пластин. Разброс АДХН от образца к образцу сводится к разбросу параметров β и B_6 при заданной H_6 .

На основании уравнений (2) с использованием выражения (4) при $\mu_0 \approx 0$ и полагая $i_1' = 0$ (на интервале времени, соответствующем бестоковой паузе положительного однополярного БНТ), получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$\frac{\beta w_2^2 s_M}{I_M (R_{\text{обм}2} + R_{\text{нр}}) H} \frac{dH}{dt} + H = 0. \quad (5)$$

Решив дифференциальное уравнение (5) при заданном начальном условии и перейдя от напряженности магнитного поля H к току намагничивания i_0 , находим

$$i_2 = -i_0 = -i_{2\text{max}}^{(-)} \frac{T_{21}}{t - t_{\text{и}} + T_{21}}, \quad (6)$$

где

$$T_{21} = \frac{\beta w_2^2 s_M}{I_M (R_{\text{обм}2} + R_{\text{нр}}) H_{\text{max}}};$$

$t_{\text{и}}$ — длительность импульса БНТ; $t_{\text{и}} \leq t \leq T$; H_{max} — значение H при $t = t_{\text{и}}$.

В соответствии с выражением (6) в течение бестоковой паузы однополярного БНТ вторичный ток ТТ затухает по кривой, которая является отрезком гиперболы. При увеличении T_{21} указанный отрезок гиперболы все менее отличается от отрезка экспоненты. С учетом этого выявлено следующее граничное условие, при котором мгновенные значения тока i_2 (или тока i_0) в любой точке бестоковой паузы тока i_1' отличаются от отрезка экспоненты не более чем на 10%: разность максимального и минимального значений напряженности магнитного поля в течение периода T не должна превышать полусуммы указанных значений:

$$H_{\text{max}} - H_{\text{min}} \leq 0,5 (H_{\text{max}} + H_{\text{min}}). \quad (7)$$

Полученное граничное условие может быть распространено и на режим КЗ. При его выполнении вторичный контур ТТ в переходном режиме можно рассматривать как квазилинейный, т.е. полагать, что в течение периода T индуктивность ветви намагничивания и постоянная времени T_2 указанного контура неизменны, а от периода к периоду изменяют свое значение.

Для практических расчетов более удобно выразить граничное условие через индукцию B . Используя выражения (7) и (4), получаем

$$B_{\text{max}} - B_{\text{min}} \leq \beta, \quad (8)$$

где $B_{\text{max}}, B_{\text{min}}$ — максимальное и минимальное значения индукции в течение периода T .

На основании (8) в системе обобщенных параметров граничное условие можно представить в виде:

в расчетном режиме однополярного БНТ при $D = 180^\circ$

$$K'_{10}/i_{1\text{max}*} \geq B_{\text{пр}}/\beta; \quad (9)$$

в режиме КЗ

$$K'_{10}/I_{\text{кз}*} \geq 2B_{\text{пр}}/\beta, \quad (10)$$

где $K'_{10} = K_{10} I_{1\text{ном.ТТ}}/I_{\text{ном}}$ — приведенная к но-

минальному току защищаемого трансформатора $I_{\text{ном}}$ предельная кратность ТТ; $B_{\text{пр}}$ — максимальное значение индукции в магнитопроводе ТТ при предельной кратности K_{10} ; $i_{1\text{max}} = i_{1\text{max}}/I_{\text{ном}}$; $i_{\text{кз}} = I_{\text{кз}}/I_{\text{ном}}$; $i_{1\text{max}}$ — амплитуда импульса БНТ.

В режиме однополярного БНТ и полном поглощении апериодической составляющей первичного тока ветвью намагничивания ТТ расчетное значение постоянной времени его вторичного контура при выполнении условия (9) можно находить из выражения

$$T_{2\text{расч}} = \frac{\beta K'_{10}}{2\pi k_{\text{ср}} B_{\text{пр}} i_{1\text{max}}}, \quad (11)$$

где $T_{2\text{расч}} = T_{2\text{расч}}/T$; $k_{\text{ср}}$ — отношение среднего за период значения тока i_1 к его максимальному значению.

Минимальное значение $T_{2\text{расч}}$ получается на границе режима квазилинеаризации и на основании (9) и (11) при $D_{\text{расч}} = 180^\circ$ оно равно 0,5.

В режиме квазилинеаризации при однополярном положительном БНТ и $D = 180^\circ$ максимальное значение отрицательной полуволны тока i_2 равно

$$i_{2\text{max}}^{(-)} = \frac{0,5 \sin 2\varphi_2}{1 - e^{-0,5/T_{2\text{расч}}}}, \quad (12)$$

где $i_{2*} = i_2/i_{1\text{max}}$; $\varphi_2 = \arctg 2\pi T_{2\text{расч}}$.

Анализ, приведенный на основе выражений (6) и (12), показал, что наибольшее значение $i_{2\text{max}}^{(-)}$ получается на границе режима квазилинеаризации и равно 0,46.

Экспериментальная проверка проводилась в лабораторных условиях с использованием ПТТ, имеющего шихтованный магнитопровод, выполненный из Ш-образных пластин. Проводился опыт включения такого ПТТ на однополярный незатухающий БНТ (рис. 2). Отношение $K'_{10}/i_{1\text{max}}$ в условиях данного опыта было принято в 3 раза меньше граничного значения, равного $B_{\text{пр}}/\beta$. Во втором и последующих периодах наблюдается практически полное поглощение постоянной составляющей тока i_1 ветвью намагничивания ТТ. При этом максимальное значение напряженности магнитного поля было равно примерно 5500 А/м. В конце бестоковой паузы тока i_1 напряженность магнитного поля равна примерно 1500 А/м. Следовательно, рабочая точка перемещалась по такому участку характеристики намагничивания, где возможна аппроксимация вида (3) при условии, что $\mu_0 \approx 0$. Выражение (6), по данным измерений, соблюдается с погрешностями, не превышающими $\pm 5\%$. Значение $i_{2\text{max}}^{(-)}$ во втором и последующих периодах равно 0,3.

Эффективность работы РДЗ удобно характе-

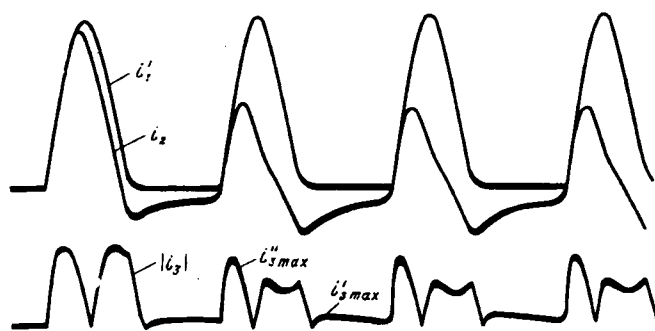


Рис. 2. Кривые токов при однополярном БНТ ($D = 180^\circ$; $\beta = 0,32$ Тл; $T_{3*} = 0,06$)

ризовать отношением $i_{3\text{max}}' = i_{3\text{max}}/i_{3\text{max}}''$. По данным на рис. 2 $i_{3\text{max}}'$ не превышает 0,145. При увеличении отношения $K'_{10}/i_{1\text{max}}$ значение $i_{3\text{max}}'$ несколько увеличивается и на границе режима квазилинеаризации достигает максимума, равного 0,15. Таким образом, в качестве расчетного значения можно принимать $i_{3\text{max}}' = 0,15$.

По аналогии с выражением (11) в режиме квазилинеаризации работы ТТ при КЗ имеем

$$T_{2\text{расч}} = \frac{\beta K'_{10}}{2\pi k_{\text{ср}}'' B_{\text{пр}} I_{\text{кз}}}, \quad (15)$$

где $k_{\text{ср}}''$ — отношение среднего за период T значения тока к амплитуде его периодической составляющей.

На границе режима квазилинеаризации из выражения (15) с учетом (10) имеем

$$T_{2\text{расч}} = \frac{1}{\pi k_{\text{ср}}''}. \quad (16)$$

Проверка результатов анализа при КЗ производилась с помощью математического моделирования. Численное интегрирование системы уравнений (2) осуществлялось методом Рунге—Кутты при шаге $\Delta t = 0,05$ мс. Зависимость $H(B)$ принималась на базе АДХН с использованием выражения (3) при $H \geq 100$ А/м. Расчет тока на выходе РДЗ осуществлялся по методике, изложенной в [3]. В качестве расчетного принимался режим внешнего однофазного или двухфазного КЗ с наибольшей апериодической составляющей в токе КЗ. Остаточная индукция принималась равной 0. Предполагалось также, что в рассматриваемом режиме насыщаются ПТТ только одного плеча ДЗ. В этом случае ток небаланса ДЗ равен току i_0 насыщенного ПТТ. Результаты расчетов приведены на рис. 3. В третьем периоде условия работы соответствуют границе режима квазилинеаризации. При этом $k_{\text{ср}}'' \approx 0,55$; $T_{2\text{расч}} \approx 0,6$. Отношение амплитуд колебательных составляющих тока намагничивания и приведен-

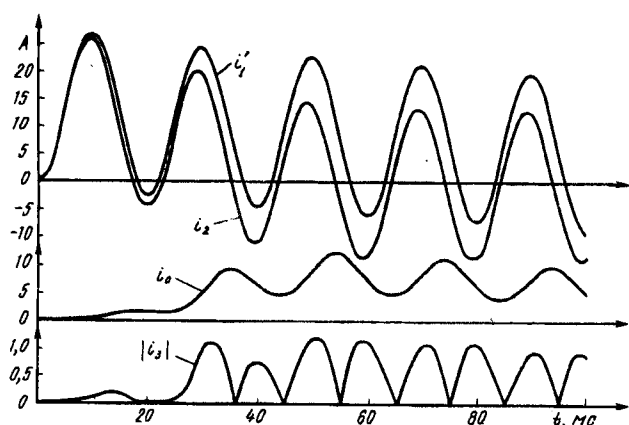


Рис. 3. Кривые токов при внешнем КЗ ($I_{к.з*}=2$; $T_{1*}=5$; $\alpha=0$; $I_{уд.ном\ m}=1000$ А/м; $K_{10}=20$; $\beta=0,32$ Тл; $T_{3*}=0,05$)

ного первичного тока $I_{(1)m0*}=0,26$.

Полагая, что в режиме квазилинеаризации колебательная составляющая индукции в каждом периоде T представляет синусоиду, граничное условие можно представить в виде

$$0,5\beta/B_{кол\ m} \geq 1, \quad (17)$$

где $B_{кол\ m}$ — амплитуда колебательной составляющей индукции.

Представляет интерес нахождение отношения амплитуд второй и первой гармоник $I_{(2)m0*}$ тока намагничивания ТТ на границе режима квазилинеаризации. Получив на основании (3) при $\mu_0 \approx 0$ выражение

$$H = H_0 e^{(B-B_0)/\beta},$$

разложив его в степенной ряд и полагая

$$B \approx B_0 + B_{кол\ m} \sin \omega t,$$

легко показать, что при $B_{кол\ m}/\beta=0,5$ имеем

$$H_{(2)m*} = I_{(2)m0*} \approx 0,12.$$

Из изложенного ясно, что в режиме квазилинеаризации при КЗ искажениями формы кривой колебательной составляющей тока намагничивания ТТ в течение периода T можно пренебречь. На основе левой части неравенства (17) целесообразно ввести следующий обобщенный параметр режима работы ТТ:

$$\beta_* = 0,5\beta/B_m, \quad (18)$$

где

$$B_m = 0,225 \frac{I_2 (R_{обм2} + R_{нг})}{f s_m w_2} -$$

амплитуда индукции, которая получается при воздействии только синусоидальной составляющей

тока КЗ.

Параметр β_* в некотором диапазоне изменения определяет возможные искажения формы кривой колебательных составляющих токов i_0 и i_2 ТТ. При $\beta_* \geq 1$ можно полагать, что соблюдается условие режима квазилинеаризации по току намагничивания ТТ.

Расчеты показывают, что условие $\beta_* \geq 1$ выполняется при небольших $I_{к.з*}$ в основном для ПТТ и для ТТ с вторичным номинальным током 1 А. В последнем случае амплитуда индукции B_m при номинальном токе защищаемого трансформатора может быть менее 0,05 Тл вследствие того, что реальная нагрузка ТТ обычно значительно меньше номинальной.

Если в схемах ДЗ блоков генератор—трансформатор используются ТТ типа ТВВГ-24 или ТВГ-24, то напряженность магнитного поля в переходном режиме при КЗ может достигать 60000 А/м. В таких случаях влияние μ_0 в выражении (4) заметно возрастает. Кроме того, необходимо учитывать, что составляющая индукции, определяемая μ_0 , создает магнитный поток в площади сечения обмотки $s_{обм}$, значительно большей s_m . Указанные факторы при $H > 10000$ А/мм можно приближенно учесть, введя эквивалентный параметр

$$\beta_{эkv*} \approx 0,5 \left(\beta + \mu_0 H_{ср} \frac{s_{обм}}{s_m} \right) / B_m. \quad (19)$$

Расчеты на основании выражения (19) показывают, что при $\beta=0,09$ Тл и $H_{ср}$ порядка 40000 А/м режим, близкий к режиму квазилинеаризации, может наблюдаться при $I_{к.з*}=2 \div 3$. Этот вывод подтверждается анализом ряда осциллограмм переходного процесса, полученных при КЗ в реальных условиях эксплуатации.

Выбор коэффициента торможения k_T и тока начала торможения $I_{т.нач*}$ времяимпульсных ДЗ целесообразно выполнять, используя формулу

$$k_T = \frac{k_{отс} I_{нб.расч*} I_{к.з*} - I_{с.р.нач*}}{k_{сн.т} I_{т*} - I_{т.нач*}}, \quad (20)$$

где $k_{отс}=1,3 \div 1,5$; $I_{с.р.нач*}$ — начальный ток срабатывания реле, отн. ед.; $k_{сн.т}$ — коэффициент, учитывающий снижение тормозного тока в переходном режиме.

Относительный расчетный ток небаланса [за базу принимается действующее значение приведенной ко вторичной цепи ТТ (ПТТ) периодической составляющей тока внешнего КЗ] можно находить из выражения

$$I_{нб.расч*} = k_{пер} \varepsilon + I_{нб.рег*} + I_{нб.в*},$$

где $k_{пер}$ — коэффициент, учитывающий переходный режим; $\varepsilon=0,1$; $I_{нб.рег*}$, $I_{нб.в*}$ — состав-

ляющие тока небаланса, обусловленные регулированием напряжения трансформатора и неточностью выравнивания вторичных токов.

В режиме квазилинеаризации $k_{\text{пер}}$ зависит от расчетных значений $I_{(1)0*}$ для ГТТУ и ПТТ. Расчетное значение $T_{2\text{расч}*}$, а соответственно и $I_{(1)0*}$, зависит от обобщенного параметра F [3], который учитывает влияние фазы напряжения α в момент КЗ, постоянной времени затухания T_1 апериодической составляющей тока КЗ, остаточной индукции ТТ и отношения $K'_{10}/I_{\text{к.з}*}$. Анализ результатов эксплуатации реле ДЗТ-21 показал, что для ДЗ блочных трансформаторов в качестве расчетных следует принимать режимы, в которых в одной из фаз $\alpha=0$; остаточная индукция ТТ равна 0 и $I_{\text{к.з}*}=2\div 3$. С учетом изложенного и реально возможного различия K'_{10} ГТТУ и ПТТ можно полагать $k_{\text{пер}}=3$.

Для ДЗ блочных трансформаторов в большинстве случаев $k_{\text{сн.т}}=1$. Однако при использовании ТТ типа ТВВГ-24 или ТВГ-24 следует принимать $k_{\text{сн.т}}=0,8$ при $I_{\text{к.з}*}=2\div 3$.

На основании выражения (20) легко показать, что для ДЗ блочных трансформаторов при $k_{\text{пер}}=3$; $I_{\text{нб.рег}}=0$ и $I_{\text{нб.в}}\leq 0,05$ отстройка от токов небаланса переходных режимов обеспечивается при $I_{\text{т.нач}}=0,6$. Из этого следует, что исключать горизонтальный участок тормозных характеристик реле ДЗТ-21, как это рекомендуется в [11], нет необходимости.

Для ДЗ автотрансформаторов и понижающих трансформаторов распределительных сетей расчетными являются режимы при больших кратностях токов внешних КЗ ($I_{\text{к.з}*}\geq 8$). Так как в этих случаях $\beta_*\ll 1$, то наблюдаются значительные искажения формы кривой переходных токов небаланса и снижение тормозного тока. Как показано [3], для ГТТД K'_{10} следует выбирать с учетом постоянной времени T_1 :

$$K'_{10} \geq 2\pi T_1 F_{\text{доп}} I_{\text{к.з.вн.мах}}, \quad (21)$$

где $T_1 = T_1/T$.

Условие (21) справедливо при $2\pi T_1 F_{\text{доп}} \geq 1$. Параметр $F_{\text{доп}}$ принимается равным не менее 0,08. При $I_{\text{к.з}*}\geq 8$ и выполнении условия (21) для реле ДЗТ-21 и упрощенного времяимпульсного дифференциального реле [2] можно полагать $k_{\text{пер}}=1$.

Вместе с тем, при соблюдении условия (21) может происходить значительное снижение переходного тока в расчетной фазе на выходе ГТТД при трехфазных КЗ или двухфазных КЗ на землю. С учетом этого при $I_{\text{к.з}*}\geq 8$ следует полагать $k_{\text{сн.т}}=0,6$.

Выводы. 1. При небольших переходных токах

возможен режим квазилинеаризации работы ТТ (ПТТ). На границе указанного режима возникают наиболее тяжелые условия для отстройки времяимпульсных ДЗ. При трансформированном однополярном БНТ расчетный уровень замера пауз (по отношению к максимальному в течение периода T значению тока на выходе РДЗ) может быть принят равным 0,15.

2. Для исключения значительных разнополярных токов небаланса, вызванных насыщением ТТ в ГТТД в переходных режимах, целесообразно приведенную предельную кратность ГТТД выбирать с учетом постоянной времени затухания апериодической составляющей тока внешнего трехфазного КЗ (или сквозного тока).

3. Выбор параметров срабатывания времяимпульсных ДЗ по условию отстройки от переходных токов небаланса при больших токах внешних КЗ ($I_{\text{к.з}*}\geq 8$) следует производить с учетом снижения тормозного тока в переходных режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дмитренко А.М. Дифференциальная защита трансформаторов и автотрансформаторов. — Электричество, 1975, № 2.
2. Дмитренко А.М. Реле дифференциальной защиты высоковольтных электродвигателей и понижающих трансформаторов. — Электрические станции, 1983, № 12.
3. Дмитренко А.М. Отстройка дифференциальных защит трансформаторов от переходных токов небаланса при внешних коротких замыканиях. — Электричество, 1991, № 12.
4. Дмитренко А.М., Линт М.Г. Влияние переходных процессов на быстрдействие дифференциальной защиты ДЗТ-21. — Электрические станции, 1982, № 6.
5. Засылкин А.С. Релейная защита трансформаторов. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
6. Холоднокатаные электротехнические стали: Справ. изд. / Молотиллов Б.В., Миронов Л.В., Петренко А.Г. и др. — М.: Металлургия, 1989.
7. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите / А.Д. Дроздов, А.С. Засылкин, С.Л. Кужеков и др.: Под ред. В.В. Платонов. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
8. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. — М.: Высшая школа, 1964.
9. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники — М.: Наука, 1966.
10. Трансформаторы тока / В.В. Афанасьев, Н.М. Адоньев, В.М. Кибель и др. — Л.: Энергоатомиздат, 1989.
11. Влияние переходных процессов на поведение дифференциальной защиты трансформаторов / С.Л. Кужеков, Г.Н. Чмыхалов, Н.И. Цыгулев и др. — Электричество, 1993, № 7.

[23.06.94]

Автор: Дмитренко Александр Михайлович окончил энергетический факультет Новочеркасского государственного технического университета (НГТУ) в 1962 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию «Времяимпульсные дифференциальные защиты элементов энергосистем» в НГТУ. Профессор Чувашского государственного университета (г. Чебоксары).

Планирование режимов электроэнергетических систем с учетом надежности электроснабжения

ДЕНЦЕЛЬ Д.

Описана и пранализирована работа расчетной модели отказа с помощью которой ведется контроль за текущей надежностью энергосистемы. Результаты контроля используются при прогнозировании надежности.

Ключевые слова: энергосистема, надежность, прогноз

The paper describes the functioning of failure analyzer. This network analyzer controls the real reliability of the electrical power system. The results of the control are used in the prognosis of the reliability.

Key words: electrical power system, reliability, prognosis

Технологические процессы в промышленной, коммунальной и частной сферах в значительной степени зависят от надежного электроснабжения, т.е. надежность стала важным критерием качества электроснабжения. Исследования прогнозируемой надежности проводятся для описания поведения электроэнергетической системы (ЭЭС) на заданный период времени. Эксплуатация же, напротив, должна обеспечивать надежность в определенный момент времени. Для контроля за текущей надежностью системы служит расчетная модель отказа.

Использование критерия $(n-1)$ в условиях эксплуатации. Для обеспечения высокой надежности электроснабжения необходимо улучшить как планирование режимов электроэнергетической системы, так и процесса ее эксплуатации. Это выражается в следующем. Для планирования надежности необходимо решить задачу прогнозирования поведения существующей или моделируемой электроэнергетической системы в заданный период времени при использовании стохастических величин [1].

В отличие от прогнозируемой надежности эксплуатационная надежность рассматривается относительно текущего момента времени и описывается детерминированными величинами. Для оценки текущей надежности необходимо ответить на вопрос, в состоянии ли управляемая система выдержать отказы оборудования на данный момент времени [2]. Электроэнергетическая система считается надежной или безопасной в данный момент времени, если она в состоянии выдержать отказ заданного количества оборудования.

Определение критерия $(n-1)$ в условиях эксплуатации. В электроэнергетической системе критерий $(n-1)$ выполняется, если она выдерживает отказ одной единицы оборудования с учетом допустимых ограничений при функционировании системы. Оборудование, находящееся в работе, не должно подвергаться перегрузке. Выход одной единицы оборудования не должен сопровождаться развитием нарушения.

В германской объединенной ЭЭС в качестве

единицы отказа оборудования с учетом критерия $(n-1)$ принят отказ:

одной линии электропередачи;
одного трансформатора;
одной секции или системы сборных шин;
энергоблока электростанции.

Электроэнергетическая система, удовлетворяющая критерию $(n-1)$, считается надежной.

К первым предложениям по определению рабочих состояний электроэнергетической системы относится публикация [3]. На рис. 1 показаны состояния электроэнергетической системы. В нормальном рабочем состоянии условие надежности $(n-1)$ выполняется, если все потребители снабжаются электроэнергией, напряжение сети и частота находятся в допустимых пределах.

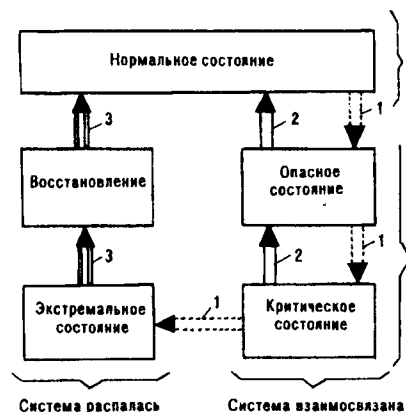


Рис. 1. Режимные состояния электроэнергетической системы: 1 — неконтролируемый переход; 2 — контролируемый переход; 3 — мероприятия по восстановлению системы

При снижении уровня надежности $(n-1)$ система переходит из нормального состояния в опасное состояние: аварийное снижение надежности. Критическое состояние наступает, если помимо снижения надежности $(n-1)$ наступает перегрузка оборудования, а напряжение в сети и частота выходят за допустимые пределы. Когда система в результате выхода процесса из-под контроля распадается на части, наступает экстремальное состояние. После противоаварийных мероприятий система вновь возвращается в нормальное состояние, пройдя стадию восстано-

ния.

В современных разветвленных электроэнергетических системах контроль за уровнем надежности ($n-1$) может осуществляться только с помощью расчетной модели с использованием непосредственных данных в темпе процесса (в режиме «on line»). Если подобный цикл моделирования приводит к отсутствию изменений показателей состояния, то в данный момент времени уровень надежности ($n-1$) соответствует заданному.

Если ЭЭС находится в критическом состоянии или в опасном состоянии, то диспетчер устраняет нарушение для возвращения системы в исходное состояние. Для реализации подобных мероприятий в настоящее время используются алгоритмы оптимизации распределения потока нагрузки.

Контроль за критерием ($n-1$) при непосредственном расчетном моделировании отказа в режиме «on-line». Современные системы управления выполняют ряд важных функций, которые существенно помогают инженерам в управлении электрическими сетями и электростанциями [4]. К первой группе функций относится контроль за электрической сетью с помощью ЭВМ, т.е. контроль за параметрами системы: передаваемой мощностью, частотой, напряжением, а также периодический контроль за нагрузкой всего оборудования. Вторая группа функций включает контроль за текущим уровнем надежности сети с помощью расчетной модели отказа на базе определяемых параметров. Расчетная модель представлена на рис. 2.

Программа моделирования отказа состоит из нескольких частей: распределения нагрузки, подключения резерва во внешней сети и собственно расчетной модели. Задача оценки потоков распределения в системе состоит в определении текущего состояния системы при наличии избы-

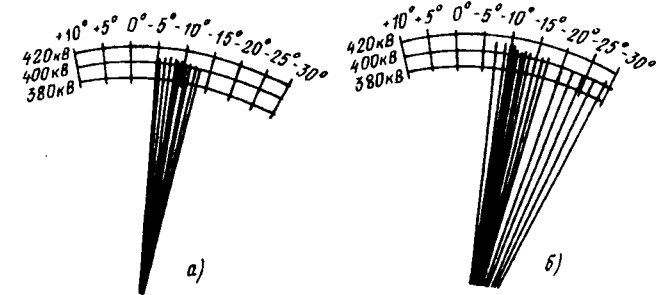


Рис. 3. Изменение вектора напряжения для сети 380 кВ: а — летний период; б — зимний период (ночное время)

точного числа измерений, выполняемых с погрешностями, и в создании за счет этого достоверной базы данных для решения всех последующих задач управления. Для оценки потоков распределения в системе используется алгоритм минимально взвешенной площади. Этим методом можно описывать все виды измерений. Он базируется в основном на измерениях потока активной и реактивной мощности, балансах активной и реактивной мощности и на измерениях напряжения. В результате оценки перетоков мощности получают вектор напряжения по значению и углу для всех точек связи с внешней сетью.

На рис. 3,а представлены векторы напряжения в точках связи с внешней сетью на напряжении 380 кВ для потоков распределения в дневное время летнего периода, а на рис. 3,б — в ночное время зимнего периода. Разброс угла вектора напряжения для зимнего периода отчетливо указывает на более высокую передачу активной мощности. Вектор напряжения зимой изменяется сильнее, чем летом.

Результаты моделирования отказа зависят от условий моделирования внешней сети. Для решения этой проблемы область наблюдения, состоящая из внутренней сети, межсистемных линий и крайних точек связи с внешней сетью, изображается полностью, в то время как неконтролируемая внешняя сеть представляется упрощенно (рис. 4).

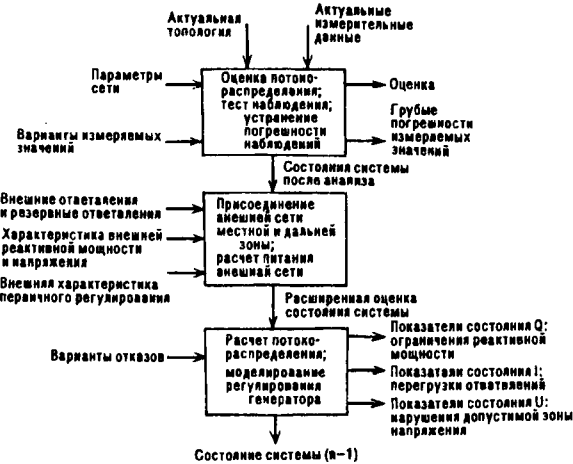


Рис. 2. Алгоритм моделирования последствий отказа

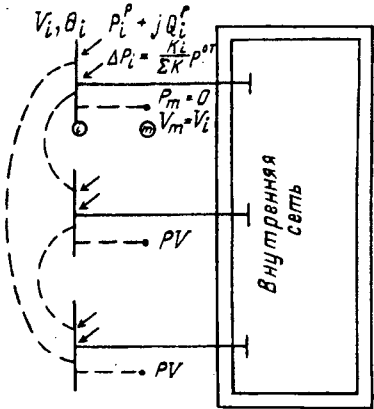


Рис. 4. Представление в модели внешней сети

Резервирование со стороны внешней сети изображается одним пассивным компонентом, который отражает пропускную способность, и активным компонентом, отображающим состояние генерации и нагрузки во внешней сети. В качестве пассивного компонента используется резервная схема «Ward», которую получают путем «свертывания» сети. Активный компонент изображается с помощью резервного источника питания в точках разветвления (связи с внешней сетью). При исследовании отказов ответвлений можно пренебречь изменением потерь активной мощности в смежной сети, поэтому доля подпитки активной мощностью считается постоянной.

При моделировании выхода из строя энергоблока электростанции должна изменяться подпитка активной мощностью при первичном регулировании во внешней сети. Мощности генераторов распределяются между точками разветвления с помощью метода редукции. Доля мощности в этом случае может определяться через коэффициенты резервной мощности и коэффициенты мощности генераторов.

Для изображения зависимости напряжения от реактивной мощности при моделировании процессов регулирования напряжения применяется расширенная резервная схема отображения «Ward» за счет введения дополнительного числа точек разветвления *PU*. Эти точки соединены с узловыми точками разветвления через фиктивные присоединения сети. После такого представления резервной сети получают уточненное состояние системы.

Расчет последствий отказа выполняется при проведении расчетов потоков распределения в системе за счет исключения из модели присое-

динений сети или энергоблоков станции. Тем самым ставится цель — исследовать реакцию на отказ оставшейся части сети. При этом для генераторов проверяются условия соблюдения границ допустимых значений их реактивной мощности, для присоединения сетей — заданные допустимые токи, а для узлов сети — допустимые пределы напряжений. Все превышения предельных значений в моделируемом отказе фиксируются и отображаются на экране дисплея. В качестве программы, учитывающей изменения тока или потока мощности, используется быстрый разветвленный алгоритм. Отключения присоединений обрабатываются с помощью специальной модификации обращенных матриц. Поскольку время расчета при отказе составляет менее 50 мс, то можно рассчитать все случаи ($n-1$) для присоединений и мощных генераторов. Суммарное время для сети с 400 узлами и 630 ветвями составляет около 30 с. Дополнительно отбираются и другие варианты отключения, такие как каскадные отключения и отказы сборных шин. Расчетная модель отказов запускается каждые 15 мин. Кроме того, возможен запуск по запросу диспетчером электрической сети.

Точность моделирования можно легко проверить при плановом отключении оборудования. В качестве примера рассматривается плановое отключение межсистемной линии напряжением 380 кВ *WESTW W1*.

На рис. 5,а представлено состояние схемы до отключения, значения потоков активной и реактивной мощностей, а также значения напряжения. На рис. 5,б показан результат расчета на модели с отключенной межсистемной линией. Расчет показывает, что отключение приведет к

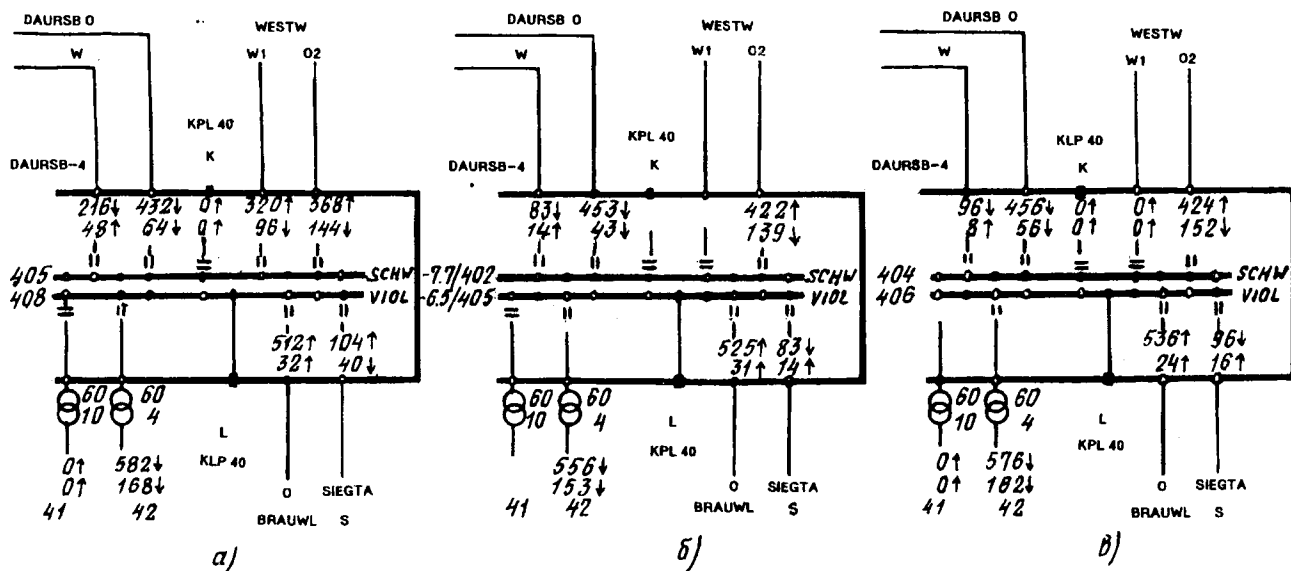


Рис. 5. Потоки мощности и уровни напряжения в сети до и после отключения межсистемной линии *WESTW B1*: а — исходная ситуация (результат измерений); б — ситуация после отключения линии (расчет на модели); в — ситуация после отключения линии (результат измерений)

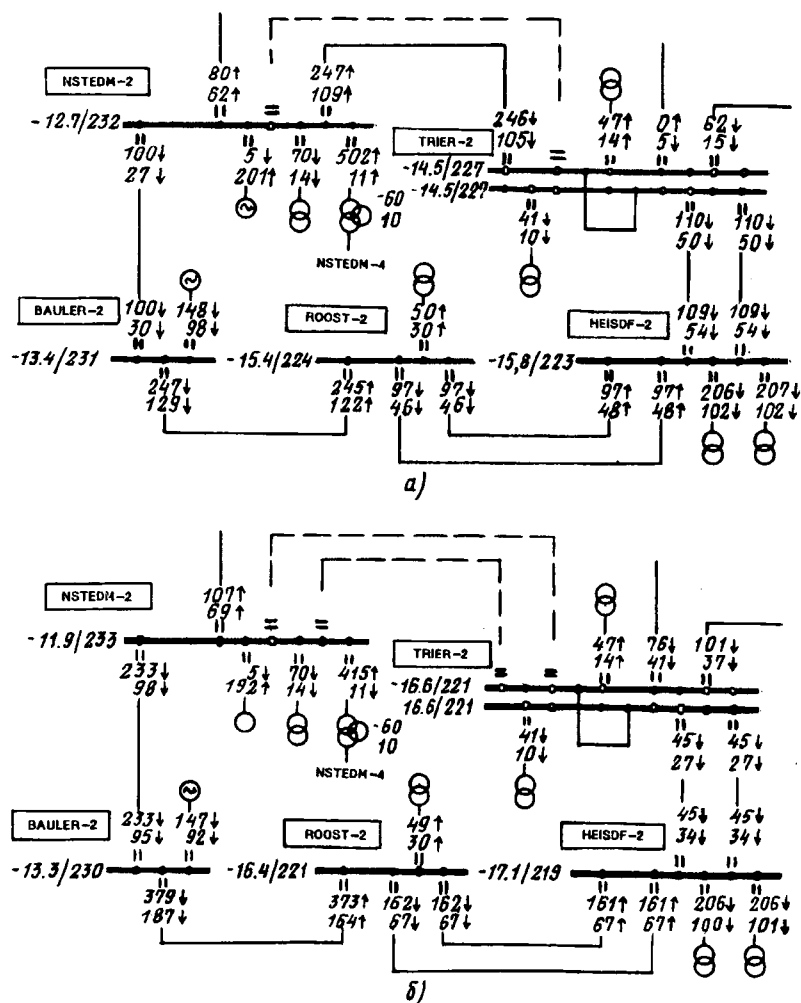


Рис. 6. Потоки мощности в случае отсутствия корректирующих мероприятий по устранению выхода из строя линии между *NSTEDM* и *TRIER*: а — потоки мощности в исходной ситуации; б — потоки мощности после выхода из строя линии между *NSTEDM* и *TRIER* и возникшей в результате этого перегрузки

сильным изменениям потоков мощности вплоть до изменения их направления. Оставшаяся межсистемная линия *WESTW 02* загружается сильнее. На рис. 5,а приведены результаты измерений потоков мощности после отключения. Сравнение результатов, полученных на модели (рис. 5,б), и замеренных в сети потоков мощности (рис. 5,в) показывает высокую точность моделей и программ, используемых в этих моделях.

Способы устранения недостатков непосредственного («on-line») использования программ оптимизации потоков мощности. Непосредственное использование программ оптимизации потоков мощности стало возможным в середине 80-х годов [5]. В настоящее время этот метод используется для определения вариантов управления напряжением и реактивной мощностью. Целевой функцией является минимум потерь в сети. Предпочтительным оказалось представление потока мощности в виде квадратичного уравнения. Задача в этом случае решается с помощью известных

алгоритмов квадратичного программирования.

Метод оптимизации потоков мощности в сети используется для определения необходимых корректив, чтобы исключить последующие отключения вслед за однократными отказами [соблюдение критерия $(n-1)$ надежности].

На рис. 6,а показана схема потоков мощности в сетевом районе 220 кВ. Сетевой район соединен через регулируемый трансформатор с сетью напряжением 380 кВ (*NSTEDM-4*) и через три линии — с остальной сетью 220 кВ. Существует еще подпитка из *BAULER* и *NSTEDM*. При этом подпитка из *NSTEDM* в исходной ситуации применяется только в режиме синхронного компенсатора. Расчет отказа (рис. 6,б) показывает, что отключение линии связи между *NSTEDM* и *TRIER* (параллельная линия отключена ранее) приведет к недопустимой перегрузке линии связи между *BAULER* и *ROOST*. Поэтому необходимо ограничить ток по этой линии после отключения соединения между *NSTEDM* и *TRIER* с 1100 до

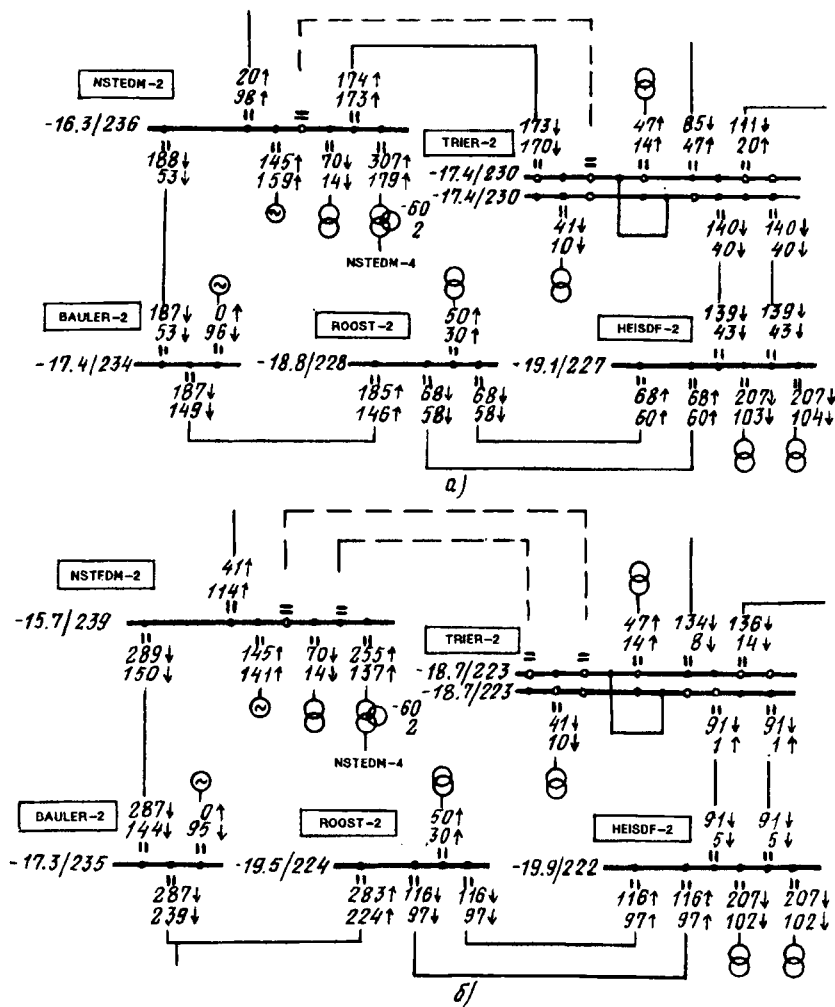


Рис. 7. Потоки мощности в случае проведения корректирующих мероприятий по устранению выхода из строя линии между NSTEDM и TRIER: а — скорректированные потоки мощности в исходной ситуации; б — скорректированные потоки мощности после выхода из строя линии между NSTEDM и TRIER без возникновения перегрузки

900 А. Оптимизация потоков мощности дает следующие коррективы (рис. 7,а): смещение подпитки активной мощностью с BAULER на NSTEDM за счет переключения регулирующего трансформатора на напряжении 380 кВ в NSTEDM с десятой отпайки на вторую.

Благодаря этим коррективам в случае (n-1) поддерживается предельный ток на линии от BAULER до ROOST. На рис. 7,б изображены потоки нагрузки линии без отключения (случай n) с проведением профилактических корректирующих мероприятий. Контроль по критерию (n-1) показал, что ни один из вариантов отключения оборудования не приведет к нарушению этого критерия.

Таким образом, метод оптимизации потоков мощности позволяет находить приемлемые корректирующие мероприятия, обеспечивающие минимизацию заданной целевой функции благодаря изменениям активной и реактивной мощности генераторов и ступенчатому регулированию транс-

форматоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Edwin K.W., Lehr W. Eine Erweiterung des (n-1)-Kriteriums für die Planung von Hochspannungsnetzen.—Energiewirtschaftliche Tagesfragen, 33. Jg. (1983), H. 12, Dezember.
2. Verstege J. Ein Beitrag zur Überwachung von Hochspannungsnetzen durch Ausfallsimulationsrechnung. Dissertation RWTH, Aachen, 1975.
3. DyLiaccio T.E. The Adaptive Reliability Control System.—IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1987, Vol. PAS-86, № 5, pp. 517-531.
4. Anwenderfunktionen und Mensch-Maschine-Schnittstelle im Netzführungssystem der Hauptschaltleitung Brauweiler der RWE Energie AG / U. Felbecker, F.-R. Graf, H. Rollinger, R. Weniger, R. Zaluk — Elektrizitätswirtschaft, 1993, 92, S. 517-524.
5. Optimal power flow and it's real — time application at the RWE Energy Control Centre / D. Denzel, K.W. Edwin, H. Glavitsch, F.-R. Graf CIGRE, 1988. Paris, paper 39.

[06.06.94]

Автор: Денцель Д.— профессор, доктор-инженер RWE Energie AG, Hauptschaltleitung Brauweiler.

Автотрансформаторы со стабилизированной по напряжению третичной обмоткой

ЯКИМЕЦ И.В., НАРОВЛЯНСКИЙ В.Г.

Рассматриваются условия стабилизации напряжения третичной обмотки автотрансформатора при изменении режима передачи мощности из системы высшего напряжения в систему среднего напряжения и обратно. Стабилизация осуществляется специальным секционированием третичной обмотки. Получены расчетные соотношения для выбора параметров третичной обмотки, обеспечивающие условия стабилизации напряжения в различных режимах работы автотрансформатора.

Ключевые слова: автотрансформаторы, режимы работы, третичная обмотка, стабилизация напряжения.

Силовые автотрансформаторы имеют третичные обмотки низшего напряжения (НН), которые соединены по схеме треугольника для компенсации в фазном напряжении гармонических составляющих, кратных трем. Эти обмотки используются также в качестве нагрузочных для подключения синхронных компенсаторов, батарей конденсаторов, статических тиристорных компенсаторов (СТК), потребителей собственных нужд станции и т.п. Режим работы электроприемников третичной обмотки автотрансформатора непосредственным образом связан с уровнем напряжения на выводах этой обмотки, который, в свою очередь, зависит от режима передачи мощности из системы высшего напряжения (ВН) в систему среднего напряжения (СН) и обратно. В частности, одновременный пуск большого числа двигателей, автоматическое повторное включение и переключение источников питания, самозапуск двигателей, толчкообразные нагрузки и т.п. в системах ВН и СН непосредственным образом отражаются на режиме питания электроприемников НН. Кроме того, при регулировании напряжения под нагрузкой путем включения регулировочной обмотки последовательно с основными обмотками в нейтрали автотрансформатора обеспечение оптимального распределения реактивных мощностей в сети соответствует связанному регулированию, при котором изменение числа витков или ЭДС на стороне ВН приводит к изменению числа витков или ЭДС на стороне СН [1]. В случае связанного регулирования и колебаний индукции в сердечнике напряжение на обмотке НН также будет колебаться, что крайне нежелательно при подключении к третичной обмотке нагрузки, особенно такой, как синхронные компенсаторы, батареи конденсаторов или СТК. Следует отметить, что исключаяющее данный эффект регулирование в линии высокого или среднего напряжения мало применяется при напря-

The voltage regulation conditions of autotransformers tertiary winding are concerned when the change of power transmission regime from the high-voltage to medium-voltage system and vice versa takes place. The calculated relations for determination of the tertiary winding parameters are obtained, which provide the voltage regulation conditions in different autotransformers operating regimes.

Key words: autotransformer, operating conditions, tertiary winding, voltage stabilization

жении выше 330 кВ [2].

Ниже рассматривается один из способов стабилизации напряжения на третичной обмотке автотрансформатора при изменении режима передачи мощности в системах высшего и среднего напряжений. Способ не требует использования специальных регулировочных средств и базируется на изменении потоков в главном канале рассеяния обмоток ВН и СН. Последнее обстоятельство представляется достаточно актуальным, если учесть, что 60% аварий трансформаторного оборудования связано с выходом из строя устройств для регулирования напряжения под нагрузкой (РПН) [2].

Принципиально автотрансформатор со стабилизированной по напряжению обмоткой НН может быть образован путем размещения на стержне нескольких групп дополнительных обмоток, электродвижущие силы в которых формируются основным магнитным потоком и потоками рассеяния. При изменении нагрузки обмоток НН или СН меняются их потоки рассеяния. Соответствующим выбором числа витков дополнительных обмоток, места их установки и схемы включения можно получить желаемую зависимость напряжения на обмотке НН от режима энергосистемы. В то же время эта задача не относится к разряду тривиальных, поскольку простое размещение третичной обмотки в полях рассеяния обмоток ВН и СН ее не решает.

Для определения параметров третичной обмотки, обеспечивающих условие стабилизации ее выходного напряжения, рассмотрим схему замещения трехобмоточного автотрансформатора [1] (рис. 1). Как видно из схемы, условием стабилизации напряжения на обмотке НН автотрансформатора является независимость потенциала точки С схемы от режима работы устройства. В частности, при передаче мощности из системы ВН в систему СН ($U'_{ВН} = \text{const}$, $U'_{СН} = \text{var}$) это

условие обеспечивается при $z'_{123}=0$. В этом случае любое изменение тока I_2 не должно менять потенциал точки С. При обратном направлении передачи мощности ($U'_{CH}=\text{const}$, $U'_{BH}=\text{var}$) условием стабилизации является $z'_{213}=0$.

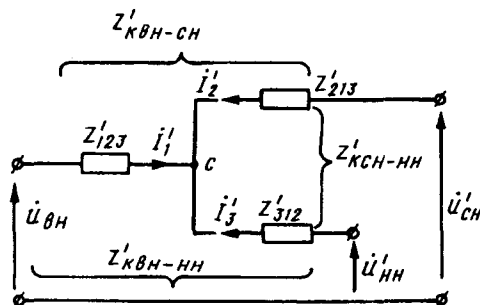


Рис. 1. Схема замещения трехобмоточного автотрансформатора

Возможность практического выполнения условий стабилизации напряжения оценим на основе анализа схемы соединения обмоток автотрансформатора с третичной обмоткой, выполненной в виде двух последовательно соединенных секций с числом витков w_3, w_4 (рис. 2). В схеме использованы следующие обозначения: w_{BH} — полное число витков обмотки ВН; $w_2=\alpha_2 w_{BH}$ — число витков общей обмотки (СН) автотрансформатора; $w_1=\alpha_1 w_{BH}$ — число витков последовательной обмотки автотрансформатора; ($\alpha_1+\alpha_2=1$); w_{HH} — число витков третичной обмотки (НН); $w_3=\gamma_1 w_{HH}$ — число витков первой секции обмотки НН; $w_4=\gamma_2 w_{HH}$ — число витков второй секции обмотки НН; ($\gamma_1+\gamma_2=1$).

Параметры трехлучевой схемы замещения (рис. 1) удобно выразить через приведенные к базовому числу витков сопротивления короткого замыкания отдельных пар обмоток автотрансфор-

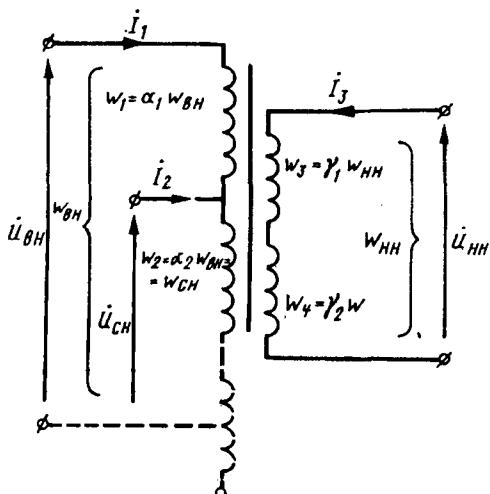


Рис. 2. Схема соединения обмоток автотрансформатора с двухсекционной третичной обмоткой

матора [1]:

$$\begin{aligned} z'_{123} &= \frac{z'_{KBH-CH} + z'_{KBH-HH} - z'_{KCH-HH}}{2}; \\ z'_{213} &= \frac{z'_{KBH-CH} + z'_{KCH-HH} - z'_{KBH-HH}}{2}; \\ z'_{312} &= \frac{z'_{KBH-HH} + z'_{KCH-HH} - z'_{KBH-CH}}{2}. \end{aligned} \quad (1)$$

Для сопротивлений короткого замыкания (КЗ) отдельных пар обмоток, определяемых согласно методике, изложенной в [3], имеем:

$$\begin{aligned} z'_{KBH-CH} &= \alpha_1^2 z'_{K12}; \\ z'_{KBH-HH} &= \alpha_1 \gamma_1 z'_{K13} + \alpha_1 \gamma_2 z'_{K14} + \alpha_2 \gamma_1 z'_{K23} + \\ &+ \alpha_2 \gamma_2 z'_{K24} - \alpha_1 \alpha_2 z'_{K12} - \gamma_1 \gamma_2 z'_{K34}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$z'_{KCH-HH} = \gamma_1 z'_{K23} + \gamma_2 z'_{K24} - \gamma_1 \gamma_2 z'_{K34},$$

где z'_{K13} — сопротивление КЗ между последовательной обмоткой и первой секцией обмотки НН; z'_{K14} — сопротивление КЗ между последовательной обмоткой и второй секцией обмотки НН; z'_{K23} — сопротивление КЗ между общей обмоткой автотрансформатора и первой секцией обмотки НН; z'_{K24} — сопротивление КЗ между общей обмоткой и второй секцией обмотки НН; z'_{K12} — сопротивление КЗ между последовательной и общей обмотками автотрансформатора; z'_{K34} — сопротивление КЗ между секциями обмотки НН. Все перечисленные сопротивления могут быть определены экспериментально после соответствующего разрыва электрических связей между обмотками.

В соответствии с выражениями (1), (2) условия стабилизации напряжения на третичной обмотке автотрансформатора реализуется при определенном соотношении витков w_3, w_4 . В частности, при передаче мощности из системы высшего напряжения в систему среднего напряжения ($U'_{BH}=\text{const}$, $U'_{CH}=\text{var}$, $z'_{123}=0$) имеем:

$$\frac{w_4}{w_3} = - \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) z'_{K12} + z'_{K13} - z'_{K24}}{(\alpha_1 - \alpha_2) z'_{K12} + z'_{K14} - z'_{K24}}. \quad (3)$$

При обратном направлении мощности ($U'_{CH}=\text{const}$; $U'_{BH}=\text{var}$, $z'_{213}=0$)

$$\frac{w_4}{w_3} = \frac{z'_{K12} + z'_{K23} - z'_{K13}}{z'_{K12} + z'_{K24} - z'_{K14}}. \quad (4)$$

В общем случае отношение чисел витков двух секций третичной обмотки в выражениях (3), (4) является комплексной величиной. Однако, поскольку активная составляющая сопротивлений обмоток силового автотрансформатора весьма мала по сравнению с реактивным сопротивлением, значением активного сопротивления в выраже-

ниях (3), (4) можно пренебречь и отношение чисел витков выразить в виде действительного числа. Знак отношения чисел витков определяет схему включения секций: отрицательный — встречное включение, положительный — согласное.

Выбор параметров третичной обмотки в соответствии с выражениями (3), (4) связывает условие стабилизации напряжения с определенным режимом передачи мощности. При использовании автотрансформатора в реверсивной передаче, например для связи сетей различных номинальных напряжений, условия абсолютной стабилизации не выполняются, и число витков секций третичной обмотки нужно выбирать из режимов возможных изменений $U_{ВН}$ и $U_{СН}$ с учетом сохранения $U_{НН}$ в рамках ограничений ГОСТа.

Выразим напряжение холостого хода на третичной обмотке автотрансформатора в виде отношения относительных величин:

$$\dot{U}'_{ХХ.НН} = g_2 \dot{U}'_{ВН} + g_1 \dot{U}'_{СН}, \quad (5)$$

где

$$g_1 = z'_{123}/z'_{КВН-СН}, \quad g_2 = z'_{213}/z'_{КВН-СН}, \quad g_1 + g_2 = 1; \quad (6)$$

$z'_{КВН-СН}$ — сопротивление короткого замыкания обмоток высшего и среднего напряжения. Считаем, что все параметры автотрансформатора приведены к базовому числу витков и выражены в относительных единицах. Используя (1), (2), определим отношение чисел витков секций третичной обмотки, соответствующее определенному значению g :

$$\gamma(g_1) = \frac{w_4}{w_3}(g_1) = - \frac{[(2g_1 - 1)\alpha_1 + \alpha_2]z'_{К12} - z'_{К13} + z'_{К23}}{[(2g_1 - 1)\alpha_1 + \alpha_2]z'_{К12} - z'_{К14} + z'_{К24}}. \quad (7)$$

Соответственно g_1 , выраженное через γ , имеет вид

$$g_1 = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{z'_{К13} - z'_{К23} - (1 + \gamma)\alpha_2 z'_{К12} + \gamma(z'_{К14} - z'_{К24})}{\alpha_1 z'_{К12}} \right]. \quad (8)$$

Простая подстановка в (7) значений $g_1 = 0$, $g_1 = 1$ приводит к соотношениям (3), (4)

Задавая в выражении (5) возможные изменения относительных значений $\dot{U}'_{ВН}$ и $\dot{U}'_{СН}$ при допустимых отклонениях напряжения $\dot{U}_{НН}$, можно определить коэффициенты g_1 , g_2 и соответствующее им отношение чисел витков секций обмотки низшего напряжения. Проверка нахождения в заданных границах изменения напряжения $\dot{U}_{НН}$ проводится с помощью выражения (8).

Трехобмоточные трансформаторы, автотрансформаторы и автотрансформаторы связи сетей различных номинальных напряжений представ-

ляют интерес для централизованного регулирования напряжения на основе автоматизированных систем диспетчерского управления, причем сопоставление различных схем регулирования в автотрансформаторах 750 кВ показывает, что схема регулирования в нейтрали является наиболее целесообразной, хотя и приводит к колебанию индукции в сердечнике [4]. Из-за трудностей регулирования под нагрузкой (РПН) автотрансформаторы 500 кВ и выше выполняются с включением регулировочной обмотки в общую нейтраль обмоток ВН и СН. Поскольку наиболее часто колебания напряжения возникают в сети высшего напряжения, то задачей РПН в большинстве случаев является поддержание напряжения в системе СН.

Определим напряжение холостого хода третичной обмотки автотрансформатора при наличии РПН в нейтрали обмоток ВН, СН (пунктирное изображение на рис. 2) на основе рассмотрения схемы замещения (рис. 1):

$$\dot{U}'_{ХХ.НН} = \dot{U}'_{СН} - z'_{231} \dot{I}'_2. \quad (9)$$

Переходя к абсолютным величинам, имеем

$$\frac{\dot{U}'_{ХХ.НН}}{\eta_{НН}} = \frac{\dot{U}_{СН}}{\eta_{СН}} - z_{213} \eta_{СН} \dot{I}_2, \quad (10)$$

где $\eta_{НН} = w_{НН}/w_6$, $\eta_{СН} = w_2/w_6$ — коэффициенты приведения к базовому числу витков w_6 .

Считаем, что условием работы РПН в нейтрали автотрансформатора является поддержание напряжения на обмотке СН в режиме $U_{СН} = \text{const}$ (при изменении $U_{ВН}$).

Проанализируем более подробно структуру сопротивления z_{213} , входящего в уравнения (9), (10). На основе соотношений (1) и (2) для приведенного к базовому числу витков сопротивления z_{213} имеем выражение

$$z'_{213} = \frac{\alpha_1}{2} (z'_{К12} - \gamma_1 z'_{К13} - \gamma_2 z'_{К14} + \gamma_1 z'_{К23} + \gamma_2 z'_{К24}) \quad (11)$$

или, переходя к абсолютным величинам,

$$z'_{213} = \frac{\alpha_1}{2} \left(\frac{z'_{К12}}{\eta_1 \eta_2} - \frac{\gamma_1 z'_{К13}}{\eta_1 \eta_3} - \frac{\gamma_2 z'_{К14}}{\eta_1 \eta_4} + \frac{\gamma_1 z'_{К23}}{\eta_2 \eta_3} + \frac{\gamma_2 z'_{К24}}{\eta_2 \eta_4} \right), \quad (12)$$

где $\eta_1 = w_1/w_6$, $\eta_2 = w_2/w_6 = \eta_{СН}$, $\eta_3 = w_3/w_6$, $\eta_4 = w_4/w_6$. Коэффициент α_1 можно рассматривать как $\alpha_1 = w_1/(w_1 + w_2) = \eta_1/(\eta_1 + \eta_2)$.

Считаем, что при исходном положении РПН имеется некоторая базовая конфигурация с количеством витков обмотки СН, равным $w_2(0)$, а при перемещении точки подключения РПН число витков, вводимое в работу, составляет

$$w_2(\nu) = (1 + \nu) w_2(0). \quad (13)$$

Поскольку число витков обмотки w_1 остается

постоянным, необходимо ввести в рассмотрение функциональные зависимости:

$$\left. \begin{aligned} \eta_1(\nu) &= w_1(\nu)/w_6 = w_1(0)/w_6 = \eta_1(0); \\ \eta_2(\nu) &= w_2(\nu)/w_6 = (1+\nu)\eta_2(0); \\ \eta_3(\nu) &= \eta_3(0); \\ \eta_4(\nu) &= \eta_4(0); \\ \alpha_1(\nu) &= \alpha_1(0)/[\alpha_1(0) + (1+\nu)\alpha_2(0)]; \\ \alpha_2(\nu) &= (1+\nu)\alpha_2(0)/[\alpha_1(0) + (1+\nu)\alpha_2(0)]. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Подставляя функциональные выражения (14) в (12) и проводя необходимые преобразования, имеем

$$z'_{213}(\nu) = \frac{z'_{213}(0) - \nu\alpha_1(0)[\gamma_1 z'_{k13}(0) + \gamma_2 z'_{k14}(0)]/2}{(1+\nu)[1 + (1+\nu)\alpha_2(0)/\alpha_1(0)]}. \quad (15)$$

Возвращаясь к зависимости (10) напряжения холостого хода на обмотке НН, получаем

$$\dot{U}_{\text{ННХ.Х}}(\nu) = \eta_{\text{НН}}(\nu) [\dot{U}_{\text{СН}}/\eta_2(\nu) - z'_{231}(\nu)\eta_2(\nu)\dot{I}_2], \quad (16)$$

где $\eta_{\text{НН}}(\nu) = (w_3 + w_4)/w_6 = \eta_{\text{НН}}(0)$.

С учетом (14) выражение (16) преобразуется к виду:

$$\dot{U}_{\text{ННХ.Х}}(\nu) = \eta_{\text{НН}}(0) [\dot{U}_{\text{СН}}(0)/(1+\nu)\eta_2(0) - z'_{231}(\nu)(1+\nu)\eta_2(0)\dot{I}_2(0)]. \quad (17)$$

Переходя обратно к приведенным значениям для удобства анализа результата, окончательно имеем

$$\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}(\nu) = \dot{U}'_{\text{СН}}(0)/(1+\nu) - z'_{231}(\nu)(1+\nu)\dot{I}'_2(0). \quad (18)$$

В данном случае коэффициенты приведения имеют смысл перехода к исходному положению РПН. Иными словами, при $\nu=0$ уравнение (18) соответствует исходному режиму, а при $\nu \neq 0$ показывает изменение $\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}$ в масштабе, соответствующем исходному режиму.

Подставляя (15) в (18), имеем для относительного значения напряжения холостого хода третичной обмотки автотрансформатора соотношение

$$\frac{\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}(\nu)}{\dot{U}'_{\text{СН}}(0)} = \frac{1}{(1+\nu)} - \frac{\alpha_1}{1+\nu\alpha_2} \frac{z'_{231}(0)}{z'_{\text{ВН}}} (1-D\nu), \quad (19)$$

где $D = [\alpha_1(0)/2][\gamma_1 z'_{k13}(0) + \gamma_2 z'_{k14}(0)]/z'_{213}(0)$; $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$; $z'_{\text{ВН}} = \dot{U}'_{\text{СН}}(0)/\dot{I}'_2(0)$ — приведенное значение нагрузки цепи среднего напряжения.

Если ввести обозначения

$$u(\nu) = \dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}(\nu)/\dot{U}'_{\text{СН}}(0);$$

$$C = \alpha_1 z'_{213}(0)/z'_{\text{ВН}}(0),$$

то функциональная зависимость напряжения холостого хода обмотки НН примет вид:

$$u(\nu) = \frac{1}{(1+\nu)} - \frac{C(1-D\nu)}{1+\nu\alpha_2}. \quad (20)$$

Задачей анализа является нахождение таких параметров функции $u(\nu)$, при которых ее изменение в заданном диапазоне вариаций аргумента было бы минимальным. В связи с этим, в первую очередь, оценим возможность подбора таких коэффициентов α_2 , C , D , чтобы $u(\nu) = u(0)$ при любом значении ν . Для этого рассмотрим уравнение

$$1 - C = \frac{1}{(1+\nu)} - \frac{C(1-D\nu)}{1+\nu\alpha_2}. \quad (21)$$

Приравняв коэффициенты при членах с равными степенями ν , получим систему:

$$\begin{aligned} CD &= \alpha_2 - C\alpha_2; \\ CD &= 1 - C\alpha_2; \\ 1 - C &= 1 - C. \end{aligned} \quad (22)$$

Согласно третьему уравнению величина C является произвольной, а решение существует при $\alpha_2 = 1$. Полученное решение не имеет для автотрансформаторов практического смысла, поскольку условие $\alpha_2 = 1$ характеризует трансформаторную схему соединения обмоток, при которой включение РПН в нейтраль не приводит к связанному регулированию.

Для автотрансформатора с РПН условия стабилизации напряжения на обмотке НН можно сформировать на основе выполнения стандартных ограничений выходного напряжения третичной обмотки при требуемых изменениях ν . Возможность такой оптимизации легко проследить, сравнивая выражение (19) с расшифрованным значением z'_{213} для случаев наличия или отсутствия дополнительной секции третичной обмотки.

При $\gamma_2 \neq 0$, $\gamma_1 \neq 0$, $\gamma_1 + \gamma_2 = 1$

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}(\nu)}{\dot{U}'_{\text{СН}}(0)} &= \frac{1}{(1+\nu)} - \frac{\alpha_1^2(0)}{2z'_{\text{ВН}}[1 + \alpha_2(0)\nu]} [z'_{k12}(0) - \gamma_1(1 - \\ &\quad - \nu)z'_{k13}(0) - \gamma_2(1-\nu)z'_{k14}(0) + \\ &\quad + \gamma_1 z'_{k23}(0) + \gamma_2 z'_{k24}(0)]. \end{aligned} \quad (23)$$

При $\gamma_2 = 0$, $\gamma_1 = 1$

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}(\nu)}{\dot{U}'_{\text{СН}}(0)} &= \frac{1}{(1+\nu)} - \frac{\alpha_1^2(0)}{2z'_{\text{ВН}}[1 + \alpha_2(0)\nu]} \times \\ &\quad \times [z'_{k12}(0) - (1-\nu)z'_{k13}(0) + z'_{k23}(0)]. \end{aligned} \quad (24)$$

Как видно из выражения (23), нахождение $\dot{U}'_{\text{ННХ.Х}}$ в гостированном диапазоне напряжений при заданном изменении ν можно обеспечить соответствующим выбором γ_2, γ_1 . Поскольку условие оптимизации не имеет аналитического вы-

ражения, то его необходимо формировать на основе численного анализа конкретных режимов.

Для экспериментальной проверки заложенных в работу теоретических предпосылок и правильности принятых допущений была изготовлена физическая модель однофазного автотрансформатора мощностью примерно 0,15 кВ·А. Расположение обмоток относительно стержня магнитопровода и их геометрические размеры (в миллиметрах) приведены на рис. 3. Число витков обмоток: первая секция обмотки НН — $w_3=455$, общая обмотка — $w_2=910$, последовательная обмотка — $w_1=455$, вторая секция обмотки НН — 279. Обмотка НН выбиралась из условия передачи мощности из системы ВН в систему СН ($U_{ВН}=\text{const}$, $U_{СН}=\text{var}$). При проведении расчетов за базовое число витков принято $w_6=455$.

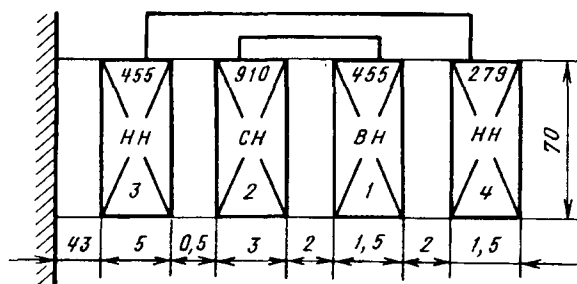


Рис. 3. Расположение обмоток модели автотрансформатора

Поскольку автотрансформаторы малой мощности имеют обычно относительно высокое активное сопротивление обмоток по сравнению с силовыми трансформаторами, то для правильного моделирования процессов необходимо снизить до приемлемого значения влияние активного сопротивления обмоток модели. Это достигалось двумя способами: в качестве источника питания использовался генератор повышенной частоты 5000 Гц или модель охлаждалась азотом в диэлектрическом криостате.

Экспериментально определенные индуктивные сопротивления рассеяния пар обмоток, приведенные к базовому числу витков, при частоте $f=5000$ Гц: $x_{к32}=49$ Ом, $x_{к31}=143$ Ом, $x'_{к21}=70$ Ом, $x_{к24}=173$ Ом, $x_{к14}=81$ Ом, $x_{к34}=240$ Ом. В соответствии с выбранным числом витков обмоток автотрансформатора $\alpha_1=0,67$, $\alpha_2=0,33$, значение коэффициента трансформации — 0,67.

Экспериментальная проверка показала достаточно высокий уровень стабилизации напряжения обмотки НН при изменении нагрузки обмотки

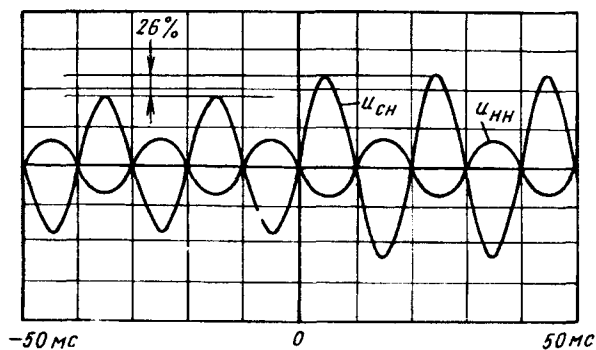


Рис. 4. Осциллограмма изменений напряжений U_{CH} и U_{HH}

СН. В частности, при уменьшении U_{CH} более чем на 30% значения $U_{CHX.X}$ изменение U_{HH} не превышает 1,4%.

На рис. 4 приведена осциллограмма изменений напряжений U_{CH} и U_{HH} автотрансформатора при сбросе нагрузки в системе СН, приводящем к увеличению U_{CH} на 26%. Опыт проводился в азоте при частоте $f=50$ Гц. Как видно из осциллограммы, напряжение U_{HH} в указанном режиме практически не изменяется (некоторое отклонение от $U_{HH}=\text{const}$ связано с незначительным изменением питающего напряжения).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. — Л.: Энергия, 1970.
2. Прудоминский В.В. Трансформаторное и реакторное оборудование для регулирования напряжения и реактивной мощности. — Итоги науки и техники, серия «Электрические машины и трансформаторы», т. 6.— М.: ВИНТИ, 1984.
3. Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. — М.: Энергия, 1974.
4. Веников В.А., Идельчик В.И., Лисеев М.С. Регулирование напряжения в электроэнергетических системах — М.: Энергоатомиздат, 1985.

[06.08.93]

Авторы: Якимец Игорь Владимирович окончил факультет электрификации Московского института электрификации и механизации сельского хозяйства в 1961 г. В 1992 г. в Московском энергетическом институте защитил докторскую диссертацию по специальности «Электрические машины». Ведущий научный сотрудник Энергетического института им. Г.М. Кржижановского.

Наровлянский Владимир Григорьевич окончил электрофизический факультет Ленинградского электротехнического института. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Теоретическая электротехника» в ЭНИН. Старший научный сотрудник ЭНИН.

Уточненное представление синхронных генераторов на электродинамической модели

СОКОЛОВА Р.Н.

Рассматривается способ повышения точности моделирования генератора на электродинамической модели. Учет влияния дополнительных моментов на роторе от демпферных контуров по осям d и q производится регулированием момента первичного двигателя. Коррекция осуществляется с помощью ЭВМ по расхождению частотных характеристик модельного и моделируемого генераторов.

Ключевые слова: синхронный генератор, электродинамическая модель.

Для исследования электромеханических процессов в системах и устройствах управления и защиты на электродинамической модели (ЭДМ) необходимо их достоверное воспроизведение. Модельные генераторы существенно отличаются от генераторов, которые нужно моделировать меньшей мощностью и соответственно меньшей удельной массой ротора, но много большими значениями активных сопротивлений. Обеспечить подобие в физических моделях удастся за счет подключения внешних индуктивных сопротивлений (реакторов). Увеличить постоянную времени цепи ротора возможно посредством компенсации части активного сопротивления цепи возбуждения, что осуществляется либо с помощью устройств КАС, специальных машин, включенных последовательно в обмотку возбуждения, либо с помощью специальных аналоговых устройств, которые создают в цепи ротора компенсирующее напряжение, пропорциональное току возбуждения. Это позволяет правильно отразить свободные процессы при КЗ, изменениях напряжения возбуждения и других возмущениях. Здесь правильно моделируются и асинхронные моменты, создаваемые обмоткой возбуждения при скольжении ротора относительно статора.

Кроме обмотки возбуждения, у ротора генератора имеются другие замкнутые контуры: продольные и поперечные демпферные обмотки и бочка ротора. На модельных генераторах также имеются демпферные обмотки, однако изменить их активные сопротивления практически нельзя, поэтому у модельных генераторов асинхронные моментные характеристики могут значительно отличаться от характеристик натурных генераторов. Это особенно актуально при моделировании турбогенераторов, обладающих мощными демпферными контурами в массиве бочки ротора. Пренебрежение ими сказывается при моделировании как на значениях углов вылета ротора при динамических возмущениях, так и на демпфиро-

A method is considered which makes possible to simulate more correctly the generator, as a part of electrodynamic power system simulator. Additional rotor torques as a result of the influence of d and q damper contours are simulated by the primary drive moment regulation. The computer regulator action is based on the difference of frequency response modes of the generator and its simulator.

Key words: synchronous generator, electrodynamic simulator

вании колебаний ротора.

Наличие привода модельных генераторов от управляемых тиристорными преобразователями двигателей постоянного тока позволяет вводить коррекцию непосредственно в момент на валу по расхождению частотных характеристик модельного генератора и оригинала. Частотные характеристики, снятые экспериментально, достаточно точно отражают электромагнитные свойства и параметры генераторов. Под частотной характеристикой понимаются зависимости проводимостей вращающейся синхронной машины со стороны статора по продольной d и поперечной q осям от скольжения или частоты тока в роторе.

Асинхронные моменты от демпферных контуров можно было бы определить исходя из соответствия обмотки ротора асинхронного двигателя успокоительной обмотке генератора, предполагая симметричность ротора. Однако контуры ротора синхронной машины по обоим осям не одинаковы, поэтому исходим из общего выражения для момента:

$$m = \psi_d i_q - \psi_q i_d, \quad (1)$$

где ψ_d, ψ_q, i_d, i_q — потокоцепления и токи в фиктивных вращающихся со скоростью ротора обмотках статора генератора (принято, что ось d опережает ось q).

При малых скольжениях можно не учитывать трансформаторные ЭДС. Пренебрегая также влиянием активного сопротивления статора, можно считать, что

$$u_d = \psi_d \text{ и } u_q = \psi_q. \quad (2)$$

Учитывая, что

$$u_d = -U \sin \delta; \quad (3)$$

$$u_q = U \cos \delta, \quad (4)$$

где δ — угол между поперечной осью машины и вектором напряжения U шин приемной си-

стемы, получаем из (1), (3), (4)

$$m = U \cos \delta i_q - U \sin \delta i_d. \quad (5)$$

Однако

$$i_q = u_q \operatorname{Re} |Y_q(s)|; \quad (6)$$

$$i_d = u_d \operatorname{Re} |Y_d(s)|, \quad (7)$$

где $Y_d(s)$, $Y_q(s)$ — комплексные проводимости генератора по осям d и q , т.е. его частотные характеристики по соответствующим осям.

Исходя из (3)–(7), имеем

$$m = U^2 (\cos^2 \delta \operatorname{Re} |Y_q(s)| + \sin^2 \delta \operatorname{Re} |Y_d(s)|). \quad (8)$$

Следовательно, электромагнитный момент зависит от квадрата напряжения на шинах приемной системы, скольжения и угла. При симметричной машине, т.е. при $Y_d(s) = Y_q(s)$, момент от угла не зависит.

В случае относительно больших активных сопротивлений статора, что имеет место у модельных генераторов, следует $Y_d(s)$ и $Y_q(s)$ подсчитывать за этими сопротивлениями.

Имея частотные характеристики модельного и моделируемого генераторов по осям d и q , можно сравнить их по $\operatorname{Re} |Y(s)|$ и $\operatorname{Im} |Y(s)|$ и определить их разностные характеристики. Подобия по $\operatorname{Im} |Y_{d \text{ ориг}}(s)| = \operatorname{Im} |Y_{d \text{ мод}}(s)|$ в некотором диапазоне можно добиться включением реактора последовательно со статором генератора, индуктивность которого может подбираться соответствующим включением обмоток. Моменты же можно уравнивать, вводя дополнительный компенсирующий момент в значение момента, развиваемого первичным двигателем модельного генератора, в качестве которого на ЭДМ применяются двигатели постоянного тока с питанием якоря от управляемого выпрямителя. Согласно (8) дополнительный момент Δm зависит от разностей активных составляющих проводимостей моделируемой машины и модельного генератора:

$$\Delta m = U^2 (\cos^2 \delta \operatorname{Re} |\Delta Y_q(s)| + \sin^2 \delta \operatorname{Re} |\Delta Y_d(s)|). \quad (9)$$

Напряжение, угол и скольжение могут контролироваться по датчикам модельного генератора. При данном скольжении ЭВМ определяет значения $\Delta Y_q(s)$ и $\Delta Y_d(s)$ по заданным характеристикам, которые получаются из частотных характеристик, снятых экспериментально на модельном генераторе и на оригинале. Далее ЭВМ производит вычисление дополнительного момента по выражению (9) и через ЦАП (цифровой аналоговый преобразователь) воздействует на регулятор скорости модельного генератора.

Эти вычисления в некоторых случаях могут быть упрощены:

1. При качаниях скольжения малы (до 1%). В этом диапазоне частотные характеристики можно считать линейными, представляя

$$\Delta m = \Delta m_d + \Delta m_q, \quad (10)$$

где

$$\Delta m_d = K_1 s \sin^2 \delta U^2; \quad (11)$$

$$\Delta m_q = K_2 s \cos^2 \delta U^2; \quad (12)$$

K_1 и K_2 — характеризуют наклон характеристик $\operatorname{Re} |\Delta Y_d(s)|$ и $\operatorname{Re} |\Delta Y_q(s)|$ в начальной части.

2. При симметричных машинах, когда $Y_d(s) = Y_q(s)$,

$$\Delta m = U^2 \operatorname{Re} |\Delta Y_d(s)|. \quad (13)$$

В этом случае контроля угла не требуется, и расчет сильно упрощается. Поэтому в большинстве случаев, когда частотные характеристики по продольной и поперечной осям отличаются не очень сильно, можно принимать их усредненные характеристики

$$Y_{cp}(s) = 0,5 [Y_d(s) + Y_q(s)] \quad (14)$$

и рассчитывать дополнительный момент по (15):

$$\Delta m = U^2 \operatorname{Re} |\Delta Y_{cp}(s)|. \quad (15)$$

3. При асинхронном ходе ротор генератора последовательно проходит положения d и q . В этом случае можно пренебречь пульсацией момента и также исходить из среднего значения активной проводимости, проводя расчет по (15).

На электродинамической модели ВНИИЭ было выполнено управление электромагнитным моментом модельного генератора при моделировании турбогенератора ТГВ-500. Может быть исследован любой другой генератор с известными характеристиками.

Для этого были измерены частотные характеристики модельных турбогенераторов* типа МТ-30-1000 и МТ-5-1500 по осям d и q , которые установлены на ЭВМ ВНИИЭ, и использованы рассчитанные ранее частотные характеристики для ТГВ-500.

Во время испытаний напряжение от генератора низкой частоты подавалось на одну из фаз обмотки статора модельного генератора и две другие фазы, соединенные параллельно. Измерялось полное сопротивление Z и угол между током и напряжением φ на остановленной машине при закороченной обмотке возбуждения или при поданном номинальном токе возбуждения и включенной компенсации активного сопротивления ротора при разной частоте питающего напряжения.

*В измерениях принимал участие В.И. Сыромятников

Положение ротора устанавливалось по оси d или q . На основании этих измерений были рассчитаны зависимости активных и реактивных составляющих проводимостей машин от скольжения $\text{Im } |Y(s)|$ и $\text{Re } |Y(s)|$ для осей d и q .

Определялись параметры вращающегося генератора по [1 и 2]:

1. Сопротивление фазы остановленного генератора равно $2/3Z$.

2. Активное сопротивление фазы генератора равно

$$R = 2/3 Z \cos \varphi. \quad (16)$$

3. Реактивное сопротивление фазы генератора равно

$$X = 2/3 Z \sin \varphi. \quad (17)$$

4. Реактивное сопротивление вращающейся машины в относительных единицах

$$X_{\text{вр}} = \frac{X}{sN}, \quad (18)$$

где N — коэффициент приведения к относительным единицам.

5. Активное сопротивление вращающейся машины в относительных единицах

$$R_{\text{вр}} = \left(\frac{R - R_1}{s} + R_{50} \right) \frac{1}{N}, \quad (19)$$

где R_{50} — активное сопротивление фазы статора генератора при 50 Гц, а R_1 — активное сопротивление фазы статора и соединительных проводов во время измерений. При этом принималось, что для модельной машины малой мощности активное и омическое сопротивления принимались близкими по значению.

6. Полное сопротивление вращающейся машины при этом

$$Z_{\text{вр}} = \sqrt{X_{\text{вр}}^2 + R_{\text{вр}}^2}. \quad (20)$$

7. Активная составляющая проводимости

$$\text{Re } Y(s) = \frac{R_{\text{вр}}}{Z_{\text{вр}}^2}. \quad (21)$$

8. Реактивная составляющая проводимости

$$\text{Im } Y(s) = \frac{X_{\text{вр}}}{Z_{\text{вр}}^2}. \quad (22)$$

9. Активная составляющая проводимости за активным сопротивлением статора

$$\text{Re } |Y_1(s)| = \frac{R_{\text{вр}} - R_{50}}{Z_{\text{вр}}}. \quad (23)$$

Таким образом, на основании измерений на остановленной машине были вычислены ее ча-

стотные характеристики, т.е. зависимости $\text{Im } |Y(s)|$ и $\text{Re } |Y(s)|$ для осей d и q при замкнутой обмотке возбуждения и при поданном токе возбуждения и включенной компенсации активного сопротивления ротора, которые и изображены на рис. 1.

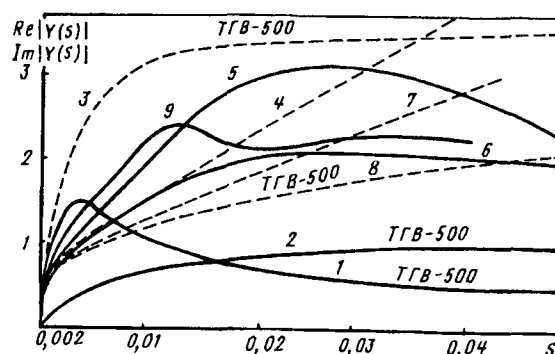


Рис. 1. Зависимости активной составляющей проводимости от скольжения по оси d для генератора ТГВ-500 (1), модельного генератора МТ-30-1000 (5) и по оси q для ТГВ-500 (2), для МТ-30-1000 (6). Зависимость активной составляющей проводимости от скольжения по оси d для МТ-30-1000 при наличии компенсации активного сопротивления ротора 70% (9). Зависимости индуктивной составляющей проводимости от скольжения по оси d для ТГВ-500 (3), МТ-30-1000 (4) и по оси q для ТГВ-500 (8) и МТ-30-1000 (7).

Сравнивая характеристики активных проводимостей по оси d модельной машины (5) и оригинала (1) и по оси q (6) и (2), видим их значительное расхождение. Введение компенсации активного сопротивления (по оси d) смещает максимум в сторону более низких скольжений и несколько приближает характеристику к характеристике оригинала, хотя расхождение остается большим, особенно при значительных скольжениях.

Принимаем для упрощения вариант с усредненными частотными характеристиками по d и q . В этом случае, исходя из (14), зависимости $\text{Re } |Y_{1\text{cp}}(s)|$ и $\text{Im } |Y_{\text{cp}}(s)|$ для модельного и натурного генераторов представлены на рис. 2. Степень приближения к характеристике моделируемого генератора определяется разностной характеристикой

$$\text{Re } |\Delta Y_{\text{cp}}(s)| = \text{Re } |Y_{1\text{мод}}(s)| - \text{Re } |Y_{\text{ориг}}(s)|. \quad (24)$$

Создавая двигателем модельного генератора дополнительный момент, пропорциональный $\text{Re } |\Delta Y_{\text{cp}}(s)|$, в зависимости от скольжения можно приблизить динамические характеристики модельного генератора к характеристикам оригинала. Дополнительный электромагнитный момент, который нужно создавать при этом,

$$\Delta m = \text{Re } |\Delta Y_{\text{cp}}(s)| U^2. \quad (25)$$

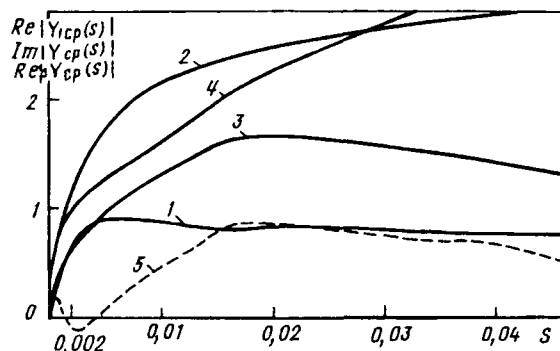


Рис. 2. Зависимости от скольжения среднего значения индуктивной составляющей проводимости для генератора ТТВ-500 (2), модельного генератора МТ-30-1000 (4) и среднего значения активной составляющей проводимости для генератора ТТВ-500 (1) и МТ-30-1000 (3) за активным сопротивлением статора для случая работы модельного генератора с реактором 0,4 Ом. Зависимость от скольжения среднего значения отклонения активной составляющей проводимости модельного генератора МТ-30-1000 от среднего значения активной составляющей проводимости генератора ТТВ-500

Для модельного турбогенератора МТ-30-1000 было выполнено такое регулирование с помощью микроЭВМ. Схема управления (рис. 3) содержит аналоговые датчики, ЭВМ и согласующее устройство.

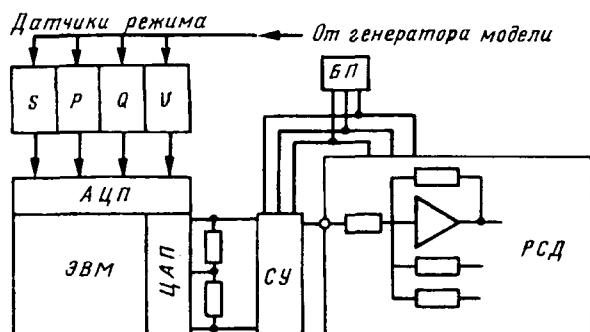


Рис. 3. Блок-схема управления модельным генератором от ЭВМ при моделировании по частотной характеристике

На модельном генераторе с помощью датчиков контролируются напряжение на его зажимах, мощность и скольжение. Для контроля скольжения используется датчик отклонения периода от 0,02 с, который подключается к углоизмерительной машине, установленной на валу генератора. Выходные значения датчиков через АЦП подаются на ЭВМ. С определенной периодичностью ЭВМ измеряет скольжение генератора и напряжение на его зажимах и рассчитывает по заданной в программе характеристике $Re|\Delta Y_{cp}(s)|$ и по (25) дополнительный момент и напряжение, которое надо подать на вход регулятора скорости двигателя постоянного тока модельного генератора. Это напряжение подается через ЦАП и согласующее устройство. Мощность генератора изме-

ряется в данном случае только для контроля. Согласующее устройство представляет собой дифференциальный усилитель, позволяющий использовать два однополярных выхода ЦАП для получения напряжений разной полярности и избежать влияния наведенных напряжений на цепи управления от ЭВМ при значительном удалении ее от регулятора скорости двигателя.

Был составлен алгоритм программы. При пуске основной программы происходит сброс всех устройств, очистка каналов ЦАП и очистка признака неисправности M . Далее программа переходит на работу по прерываниям до появления неисправности M . При появлении этого сигнала действие прекращается, происходит очистка каналов ЦАП, вывод сообщения о неисправности и останов программы.

Программа прерывания осуществляет считывание каналов АЦП, куда поданы каналы датчиков, умножает полученные данные на масштабные коэффициенты, выясняет полярность скольжения и сравнивает с заданными допустимыми значениями. В случае превышения допустимых значений она выставляет признак неисправности и выходит из прерывания. Если значения параметров допустимы, ЭВМ производит подготовку к следующему проходу до получения всех данных по текущим параметрам. Далее она переходит к подпрограмме обработки полученных данных. Эта подпрограмма по измеренному значению скольжения $s=S$ с помощью заданной характеристики находит значение $Re Y_{cp}(s)$, умножает его на квадрат напряжения, измеренного на зажимах генератора, и в зависимости от полярности скольжения определяет значение и направление дополнительного момента и напряжение, которое надо подать на вход регулятора скорости двигателя генератора. Это напряжение подается через ЦАП на согласующее устройство, и программа выходит из прерывания.

При расчете момента по (9) должен быть еще установлен датчик угла и заданы две частотные характеристики $Re|Y_d(s)|$ и $Re|Y_q(s)|$. При исследовании электромеханических процессов при коррекции моментов по частотным характеристикам можно было бы обойтись без компенсации в цепи обмотки возбуждения. Однако при правильном отражении механических процессов движения ротора возникают погрешности в значениях токов ротора при регулировании от автоматического регулирования возбуждения (АРВ), поэтому в этом случае корректировку следует вводить по частотным характеристикам, снятым на машине с компенсацией активного сопротивления ротора.

Работа модельного генератора МТ-30-1000 с коррекцией по разности его частотной характе-

ристики и частотной характеристики генератора ТГВ-500 (рис. 2, кривая 5) исследовалась на электродинамической модели в режиме возникновения и отключения внезапного трехфазного короткого замыкания на шинах высокого напряжения блока генератор—трансформатор. Чтобы исключить влияние регулятора возбуждения, он на время опытов отключался. К схеме испытаний блок генератор—трансформатор был связан с системой через линию 0,47 и трансформатор связи. После отключения КЗ скольжение достигало 1%. Наличие коррекции увеличивало устойчивость. При возникновении КЗ длительностью 0,17 с при нагрузке по линии 23 кВ устойчивость сохранялась. Без регулирования устойчивость сохранялась при тех же условиях при длительности КЗ 0,12 с. Характер протекания переходных процессов при отсутствии и наличии регулирования по частотным характеристикам показан на рис. 4, а и б при одних и тех же начальных условиях нагрузки и длительности КЗ. В первом случае после отключения КЗ устойчивость не сохраняется. Во втором случае колебания быстро затухают, хотя угол достигает 100° .

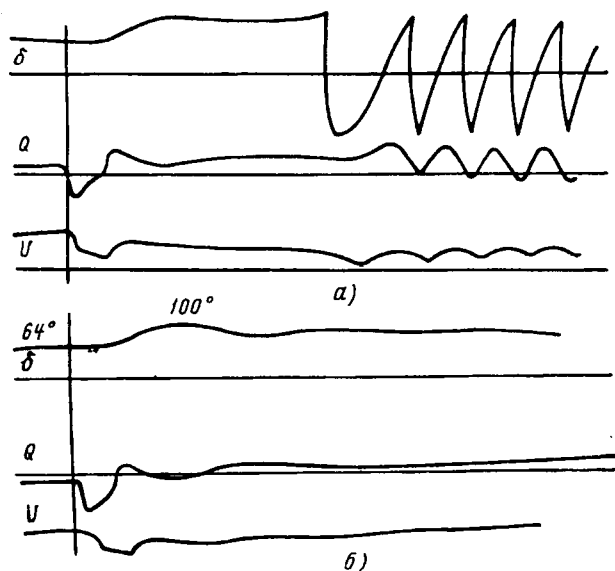


Рис. 4. Осциллограммы опытов КЗ на электродинамической модели: а — при отсутствии коррекции; б — при наличии коррекции моментов по разности частотных характеристик модельного генератора и генератора ТГВ-500. Обозначения: δ — угол между ЭДС генератора и системой; Q — реактивная мощность; U — напряжение на шинах генератора. Длительность трехфазного КЗ 0,4 с, начальный режим: активная мощность — 18 кВт, реактивная — 2,7 кВт·А

Выводы. 1. Описанный способ управления модельным генератором с помощью ЭВМ путем введения регулирования моментом первичного

двигателя модельного генератора повышает точность моделирования, поскольку позволяет отразить ряд факторов, которые не учитываются на существующих модельных генераторах. Это в первую очередь дополнительные моменты от демпферных контуров на роторе, параметры которых не могут изменяться при настройке модели и которые поэтому обычно учитываются очень приближенно. Особенно большие погрешности возникают у турбогенераторов.

2. Способ позволяет учесть влияние контуров как по продольной, так и по поперечной осям, что близко к натуральному генератору, где демпфирование осуществляется также по обеим осям. Такое регулирование усиливает демпфирование, позволяет скомпенсировать моменты от потерь в статоре, которые у модельных генераторов велики, а также моменты от апериодических токов статора при КЗ и других возмущениях.

3. Вычисленные по частотным характеристикам моменты вводятся в управление первичным двигателем, в качестве которого на модели применяется двигатель постоянного тока с питанием якоря от управляемого выпрямителя.

4. Коррекция осуществляется по расхождению частотных характеристик моделируемого и модельного генераторов.

5. Для правильного моделирования токов компенсация части активного сопротивления, имеющаяся в модельных генераторах, сохраняется. Частотная характеристика модельного генератора при этом измеряется на остановленном генераторе при поданном токе возбуждения и включенной компенсации активного сопротивления ротора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколов Н.И., Киркин Б.И. Определение частотных характеристик синхронных машин — Электричество, 1962, № 1.
2. Гусейнов Ф.Г., Рахманов Н.Р. Оценка параметров и характеристик энергосистем. — М.: Энергоатомиздат, 1988.

[17.06.93]

Автор: Соколова Рита Николаевна окончила электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1955 г. В 1974 г. в МЭИ защитила кандидатскую диссертацию, посвященную исследованию переходных процессов в измерительных трансформаторах и влиянию их на работу релейной защиты. Старший научный сотрудник Научно-исследовательского института электроэнергетики (АО ВНИИЭ)

Поправка

В № 11, 1994 по вине типографии допущена досадная ошибка: страницы 17 и 21 следует поменять местами. Приносим извинения авторам Усихину В.Н., Костылеву Л.Ю., Соколовой Е.М. и Шевыреву Ю.В. и всем читателям журнала.

Метод расчета электромагнитных процессов в системе автономный инвертор напряжения — асинхронная машина

СЕМЕНОВ Н.П.

Рассмотрен аналитический метод расчета, на основе которого выполнен анализ электромагнитных процессов в асинхронной машине и автономном инверторе с входным фильтром. Зависимость между результирующими векторами тока и напряжения асинхронной машины представлена интегральным уравнением Вольтерра. Приведены исходные уравнения, их решение с указаниями о промежуточных преобразованиях, пример расчета и расчетные зависимости токов, напряжений и момента от времени.

Ключевые слова: асинхронные машины, автономные инверторы напряжения, входные фильтры, электромагнитные процессы, расчет

1. Исходные положения. Исследование электромагнитных процессов в системе с полупроводниковыми преобразователями и асинхронными машинами затруднено из-за дискретного изменения структуры системы и сложности уравнений самой машины. В связи с этим в зависимости от поставленной задачи, такие исследования выполняются различными методами с введением упрощающих допущений. Так, в [1] предлагается метод расчета электромагнитных процессов в системе асинхронная машина — автономный инвертор напряжения (АМ—АИН) в установившемся режиме при отсутствии изменения напряжения входного (фильтрового) конденсатора и предварительно известных функциональных зависимостях напряжения и ЭДС от времени и угла сдвига между ними.

В [2] рассмотрен метод непрерывной аппроксимации, при которой реальная кривая выходного напряжения заменяется ее первой гармонической; при этом предполагается, что напряжение инвертора постоянно. Метод мгновенных значений для исследования трехфазных АМ без учета входного фильтра описан в [3]. Не учитывается влияние входного RLC -фильтра и в [4]. В [5] приводятся решения для инвертора тока и АМ в виде бесконечных рядов.

В данной статье на основе интегрального выражения Вольтерра для неизвестной функции (напряжения конденсатора входной цепи) разработан аналитический метод исследования электромагнитных процессов в системе с АИН, входной RLC -цепью, источником постоянного напряжения и АМ. Метод дополняет исследования, выполненные другими авторами.

Схема исследуемого электропривода дана на рис. 1. Токи, напряжения и сопротивления при-

An analytical method that enables one to analyse the electromagnetic processes in an electrical induction machine and self-excited inverter with input filter is given. The dependence between the resultant current and voltage vectors of the induction machine is represented with Volterra's integral equation. Initial equations, their solutions with the intermediate manipulation directions, an example of calculation, calculated time characteristics of currents, voltages and moment are given.

Key words: asynchronous machine, self-excited voltage inverters, input filter, electromagnetic processes, calculation

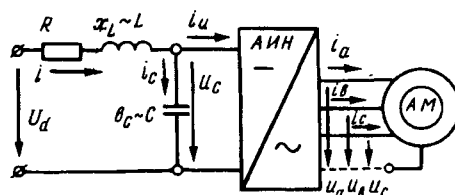


Рис. 1. Схема электропривода

ведены к номинальным фазным значениям АМ. Масштаб времени определяется соотношением $\tau = \omega_n t$, где ω_n — номинальная угловая частота напряжения АМ; t — время, с. Фазные напряжение и ток статора заменяются результирующими векторами:

$$\bar{u}_s = \frac{1}{3} \left(u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right); \quad (1)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{3} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right), \quad (2)$$

аналогично представляются напряжения и ток ротора. Используется неподвижная система координат.

Допускается, что переключения полупроводниковых приборов АИН при длительности их открытого состояния 180° происходят мгновенно. Результирующий вектор переменного напряжения в соответствии с алгоритмом переключения тиристоров АИН изменяет свое положение в комплексной плоскости дискретно, 6 раз за один цикл переключения тиристоров, с интервалом, равным $\pi/3$. В соответствии с этим определение электромагнитных процессов в системе осуществляется по отдельным интервалам длительностью $\pi/3$ в случае отсутствия регулирования ширины импульсов напряжения, или по интервалам импульсов и пауз на промежутке $\pi/3$ при ре-

гулировании ширины импульсов. Принято, что на первом интервале $0 \leq \tau \leq \pi/3$, при схеме соединения фаз АМ в звезду фаза a подключена к положительному полюсу входного напряжения, а фазы b и c — к отрицательному. При этом угол α_{v1} , определяющий положение результирующего вектора напряжения $\bar{u}_{s1}$ на первом интервале, равен нулю. Ток инвертора i_n равен току фазы АМ, которая на данном интервале одна подключена к положительному или отрицательному полюсу источника питания. С учетом принятого алгоритма переключения тиристоров, ток инвертора на первом интервале равен току фазы a асинхронной машины $i_n = i_a$.

В соответствии с выражением (2)

$$i_a = 2\text{Re}[\bar{i}_s], \quad i_b = 2\text{Re}\left[\bar{i}_s e^{j\frac{4\pi}{3}}\right], \quad i_c = 2\text{Re}\left[\bar{i}_s e^{j\frac{2\pi}{3}}\right]. \quad (3)$$

Таким образом, на первом интервале

$$i_n = i_a = 2\text{Re}[\bar{i}_s]. \quad (4)$$

Решение дифференциальных уравнений АМ относительно результирующего вектора тока статора может быть представлено в виде интеграла с переменным верхним пределом интегрирования [6]:

$$\bar{i}_s = \sum_{i=1}^2 C_{si} \int_0^{\tau} e^{p_i(\tau-x)} \bar{u}_s(x) dx, \quad (5)$$

где $\bar{u}_s(x)$ — результирующий вектор напряжения АМ.

Уравнения цепи постоянного напряжения и асинхронной машины. Примем, что начальные значения тока в катушке с индуктивностью L и напряжения на конденсаторах с емкостью C входной цепи равны нулю: $i(0)=0$, $u_c(0)=0$. Уравнения для цепи постоянного напряжения в соответствии с рис. 1 можно записать в следующем виде:

$$U_d = iR + x_L \frac{di}{d\tau} + u_c; \quad (6)$$

$$i = b_c \frac{du_c}{d\tau} + i_n \quad (7)$$

В соответствии с выражениями (4) и (5) ток инвертора

$$i_n = 2\text{Re}[\bar{i}_s] = 2\text{Re}\left[\sum_{i=1}^2 C_{si} \int_0^{\tau} e^{p_i(\tau-x)} \left(\frac{1}{3} u_c(x) e^{j\alpha_{v1}}\right) dx\right], \quad (8)$$

где C_{si} , p_i — коэффициенты и корни решения дифференциального уравнения АМ, $p_i = h_i + j l_i$; α_{v1} — угол, определяющий положение результирующего вектора напряжения АМ (на первом интервале $\alpha_{v1}=0$).

В уравнении (8) обозначим $C_{si} = A_i e^{j\alpha_i}$, $e^{p_i(\tau-x)} = e^{h_i(\tau-x)} e^{j l_i(\tau-x)}$, и тогда

$$i_n = 2\text{Re}[\bar{i}_s] = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^2 A_i \int_0^{\tau} e^{h_i(\tau-x)} \cos[l_i(\tau-x) + \alpha_i] u_c(x) dx \quad (9)$$

и уравнение (7) для тока источника питания примет вид

$$i = b_c \frac{du_c}{d\tau} + \frac{2}{3} \sum_{i=1}^2 A_i \int_0^{\tau} e^{h_i(\tau-x)} \cos[l_i(\tau-x) + \alpha_i] u_c(x) dx. \quad (10)$$

Вторая составляющая уравнения (10) представлена интегральным выражением Вольтерра для неизвестной функции — напряжения входного конденсатора $u_c(x)$.

Применяя к уравнениям (6) и (10) преобразование Лапласа, получаем:

$$\frac{U_d}{q} = i(q)R + qx_L i(q) + u_c(q) = i(q)(qx_L + R) + u_c(q); \quad (11)$$

$$i(q) = qb_c u_c(q) + \frac{2}{3} \sum_{i=1}^2 A_i \frac{(q-h_i) \cos \alpha_i - l_i \sin \alpha_i}{(q-h_i)^2 + l_i^2} u_c(q). \quad (12)$$

Через q здесь обозначена комплексная переменная преобразования Лапласа. Исключив из уравнений (11) и (12) величину $i(q)$ и выполнив некоторые преобразования, получим

$$u_c(q) = U_d \frac{[(q-h_1)^2 + l_1^2][(q-h_2)^2 + l_2^2]}{q(a_0 q^6 + a_1 q^5 + a_2 q^4 + a_3 q^3 + a_4 q^2 + a_5 q + a_6)}. \quad (13)$$

Коэффициенты знаменателя выражения (13) равны:

$$\begin{aligned} a_0 &= b_c x_L; \quad a_1 = b_c \left(R - 2x_L \sum_{i=1}^2 h_i \right); \quad a_2 = 1 + \frac{2}{3} x_L \sum_{i=1}^2 A_i \cos \alpha_i + \\ &+ b_c \left\{ x_L \left[\sum_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) + 4h_1 h_2 \right] - 2R \sum_{i=1}^2 h_i \right\}; \\ a_3 &= b_c \left\{ R \left[\sum_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) + 4h_1 h_2 \right] - 2x_L \sum_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) h_{i=2,1} \right\} + \\ &+ \frac{2}{3} \left\{ R \sum_{i=1}^2 A_i \cos \alpha_i - x_L \sum_{i=1}^2 A_i [(2h_{i=2,1} + h_i) \cos \alpha_i + l_i \sin \alpha_i] \right\} - \\ &- 2 \sum_{i=1}^2 h_i; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_4 &= b_c \left\{ x_L \prod_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) - 2R \sum_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) h_{i=2,1} \right\} + \\ &+ \frac{2}{3} \left\{ x_L \sum_{i=1}^2 A_i [(h_{i=2,1}^2 + 2h_1 h_2 + l_{i=2,1}^2) \cos \alpha_i + \right. \\ &\left. + 2h_{i=2,1} l_i \sin \alpha_i] - R \sum_{i=1}^2 A_i [(2h_{i=2,1} + h_i) \cos \alpha_i + l_i \sin \alpha_i] \right\} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) + 4h_1 h_2 ; \\
a_5 = & b_c R \prod_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) + \frac{2}{3} \left\{ R \sum_{i=1}^2 A_i [(h_{i=2,1}^2 + 2h_1 h_2 + \right. \\
& \left. + l_{i=2,1}) \cos \alpha_i + 2h_{i=2,1} l_i \sin \alpha_i] - x_L \sum_{i=1}^2 A_i (h_{i=2,1}^2 + l_{i=2,1}^2) \times \right. \\
& \left. (h_i \cos \alpha_i + l_i \sin \alpha_i) \right\} - 2 \sum_{i=1}^2 h_{i=2,1} (h_i^2 + l_i^2) ; \\
a_6 = & \prod_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2) - \frac{2}{3} R \sum_{i=1}^2 A_i (h_{i=2,1}^2 + l_{i=2,1}^2) (h_i \cos \alpha_i + l_i \sin \alpha_i).
\end{aligned}$$

Применяя к выражению (13) теорему разложения, получаем решение для напряжения конденсатора на первом интервале, на котором угловое положение результирующего вектора напряжения АМ остается неизменным и определяется углом $\alpha_{v1}=0$:

$$u_{c1}(\tau) = U_d \left[\frac{\prod_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2)}{a_0 \prod_{s=1}^6 q_s} + \sum_{s=1}^6 \frac{[(q_s - h_1)^2 + l_1^2][(q_s - h_2)^2 + l_2^2]}{a_0 q_s \prod_{k=1}^6 (q_s - q_k)} e^{q_s \tau} \right], \quad (14)$$

$q_s \neq q_k.$

Обозначим

$$U_d \frac{\prod_{i=1}^2 (h_i^2 + l_i^2)}{a_0 \prod_{s=1}^6 q_s} = Q_0; \quad U_d \frac{[(q_s - h_1)^2 + l_1^2][(q_s - h_2)^2 + l_2^2]}{a_0 q_s \prod_{k=1}^6 (q_s - q_k)} = Q_{s1}.$$

Тогда

$$u_{c1}(\tau) = Q_0 + \sum_{s=1}^6 Q_{s1} e^{q_s \tau}. \quad (14a)$$

Используя выражения (14a), приведем решения:

для тока источника питания $i_1(\tau)$

$$i_1(\tau) = \frac{U_d - Q_0}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{x_L} \tau} \right) + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{s1}}{x_L \left(q_s + \frac{R}{x_L} \right)} e^{-\frac{R}{x_L} \tau} \left(1 - e^{\left(q_s + \frac{R}{x_L} \right) \tau} \right); \quad (15)$$

для тока конденсатора

$$i_{c1}(\tau) = b_c \sum_{s=1}^6 q_s Q_{s1} e^{q_s \tau}; \quad (16)$$

для результирующего вектора тока статора АМ

$$\vec{i}_{s1}(\tau) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^2 C_{si} \left[\frac{Q_0}{-p_i} (1 - e^{p_i \tau}) + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{s1}}{q_s - p_i} (e^{q_s \tau} - e^{p_i \tau}) \right]. \quad (17)$$

Ток АИН равен удвоенной действительной части результирующего тока статора

$$i_{i1}(\tau) = 2 \operatorname{Re} [\vec{i}_{s1}(\tau)]. \quad (18)$$

Выражения для электромагнитных величин N -го интервала $(N-1) \frac{\pi}{3} \leq \tau_n \leq N \frac{\pi}{3}$ получаются аналогично, но при этом должны быть учтены начальные значения напряжения на конденсаторе $u_{cN}(0) = u_{c(N-1)}(\tau_1)$, тока катушки индуктивности $i_N(0) = i_{(N-1)}(\tau_1)$ и сумма интегралов, определяющих ток АИН

$$I_{iN} e^{j\varphi_{iN}} = \sum_{n=1}^{n=N-1} \left\{ e^{j\alpha_{vn}} \left[\frac{Q_0}{-p_i} (e^{p_i \tau_{(N-1)-n}} - e^{p_i \tau_{N-n}}) + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{sn}}{q_s - p_i} (e^{q_s \tau_1} e^{p_i \tau_{(N-1)-n}} - e^{p_i \tau_{N-n}}) \right] \right\}, \quad (19)$$

где $\alpha_{vn} = \frac{\pi}{3}(n-1)$.

Обозначим

$$K_{iN} = I_{iN} \cos \left(\alpha_i + \varphi_{iN} + (N-1) \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$M_{iN} = I_{iN} \sin \left(\alpha_i + \varphi_{iN} + (N-1) \frac{2\pi}{3} \right),$$

и тогда напряжение конденсатора на N -м интервале

$$\begin{aligned}
u_{cN}(\tau) = & Q_0 + \sum_{s=1}^6 \frac{\left\{ U_d + q_s [x_L i_N(0) + (q_s x_L + R) b_c u_{cN}(0)] \right\}}{a_0 q_s \prod_{k=1}^6 (q_s - q_k)} \rightarrow \\
& \rightarrow \frac{\prod_{i=1}^2 [(q_s - h_i)^2 + l_i^2] + (-1)^N \frac{2}{3} q_s (q_s x_L + R) \sum_{i=1}^2 A_i [(q_s - \\
& \rightarrow \rightarrow \frac{-h_i) K_{iN} - l_i M_{iN} [(q_s - h_{i=2,1})^2 + l_{i=2,1}^2]}{a_0 q_s \prod_{k=1}^6 (q_s - q_k)} e^{q_s \tau}, \quad (20)
\end{aligned}$$

или, если второй коэффициент обозначить Q_{sN} ,

$$u_{cN} = Q_0 + \sum_{s=1}^6 Q_{sN} e^{q_s \tau}. \quad (20a)$$

Тогда ток источника питания

$$\begin{aligned}
i_N(\tau) = & \frac{U_d - Q_0}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{x_L} \tau} \right) + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{sN}}{x_L \left(q_s + \frac{R}{x_L} \right)} e^{-\frac{R}{x_L} \tau} \times \\
& \times \left(1 - e^{\left(q_s + \frac{R}{x_L} \right) \tau} \right) + i_N(0) e^{-\frac{R}{x_L} \tau}; \quad (21)
\end{aligned}$$

ток конденсатора

$$i_{cN}(\tau) = b_c \sum_{s=1}^6 q_s Q_{sN} e^{q_s \tau}; \quad (22)$$

результатирующий вектор тока статора АМ

$$\begin{aligned} \bar{i}_{sN}(\tau) = & \frac{1}{3} \sum_{i=1}^2 C_{si} e^{p_i \tau} \left\{ \left[\sum_{n=1}^{N-1} e^{j\alpha_{vn}} \left[\frac{Q_0}{-p_i} \left(e^{p_i \tau(N-1)-n} - e^{p_i \tau N-n} \right) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{sn}}{q_s - p_i} \left(e^{q_s \tau_1} e^{p_i \tau(N-1)-n} - e^{p_i \tau N-n} \right) \right] + \right. \right. \\ & \left. \left. + e^{j\alpha_{vn}} \left[\frac{Q_0}{-p_i} \left(e^{-p_i \tau} - 1 \right) + \sum_{s=1}^6 \frac{Q_{sn}}{q_s - p_i} \left(e^{(q_s - p_i)\tau} - 1 \right) \right] \right\}; \quad (23) \end{aligned}$$

ток инвертора

$$i_{iN}(\tau) = (-1)^{N-1} 2 \operatorname{Re} \left[\bar{i}_{sN}(\tau) e^{j \frac{2\pi}{3} (N-1)} \right]. \quad (24)$$

Ток ротора $\bar{i}_r$ и намагничивающий ток $\bar{i}_m$ определяются так же, как и ток $\bar{i}_s$ при замене коэффициента [7]:

$$C_{si} = \frac{p_i + s_k - j(\alpha - \beta) - k_s k_r s_k}{x_s' V'(p_i)}$$

на коэффициенты

$$C_{ri} = -k_s \frac{p_i - j(\alpha - \beta)}{x_r' V'(p_i)} \quad \text{и} \quad C_{mi} = C_{si} + C_{ri}.$$

Кроме того, ток

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_R.$$

В соответствии с [8] электромагнитный момент АМ

$$M = 6p' L_m \operatorname{Re} \left[j \bar{i}_s^* \bar{i}_R \right], \quad (25)$$

при этом в принятом масштабе времени L_m необходимо заменить x_m .

Момент, отнесенный к номинальному значению, определяемому первыми гармоническими напряжениями и тока, равен

$$M = 2 \frac{x_{mH}}{\operatorname{Re}[z_{RH}]} \operatorname{Re} \left[j \bar{i}_{sN}^* i_{RN} \right], \quad (26)$$

где x_{mH} — индуктивное сопротивление цепи намагничивания АМ при номинальной частоте; z_{RH} — полное сопротивление цепи ротора и намагничивающего контура по схеме замещения АМ при номинальных скольжении и частоте.

Ток в фазе a асинхронной машины

$$i_{aN} = 2 \operatorname{Re} [\bar{i}_{sN}(\tau)].$$

Пример. По приведенным выражениям про-

изведен расчет напряжения входного конденсатора $u_c(\tau)$, тока источника питания $i(\tau)$, тока инвертора $i_i(\tau)$, фазных напряжения $u_{\phi,a}(\tau)$ и тока $i_{\phi,a}(\tau)$ АМ при включении вращающегося с постоянной частотой асинхронного двигателя АМ-110 вагона метрополитена. Внезапное включение асинхронных двигателей вагонов метрополитена происходит при проезде неперекрываемых токоприемниками токоразделов.

Данные асинхронного двигателя АМ-110: мощность 110 кВт, фазные напряжение 338 В и ток 153 А, частота 36 Гц, скольжение $\beta = f_2/f_{1H} = 0,0175$, КПД 0,89, $\cos \varphi = 0,79$.

Параметры схемы замещения двигателя: $R_1 = 0,091$ Ом; $x_1 = 0,24$ Ом; $R_2' = 0,042$ Ом; $x_2 = 0,33$ Ом; $x_m = 6,85$ Ом.

Параметры входной цепи: $R = 0,00221$ Ом; $C = 4707$ мкФ; $L = 11$ мГн.

Исходные для расчетов данной электрической системы АМ—АИН—RLC-цепь коэффициенты и корни характеристического уравнения в относительных единицах имеют следующие значения:

а) данные входной цепи постоянного напряжения —

$$R = 0,001; \quad x_L = 1,13; \quad b_C = 2,353$$

и асинхронной машины

$$\begin{aligned} h_1 &= -0,0739; \quad h_2 = -0,16577; \quad l_1 = 0,97087; \\ l_2 &= 0,011627; \quad A_1 = 0,28639; \quad A_2 = 4,08162; \\ \alpha_1 &= 1,835; \quad \alpha_2 = -0,052359; \end{aligned}$$

б) значения коэффициентов характеристического уравнения —

$$\begin{aligned} a_0 &= 2,659; \quad a_1 = 1,276; \quad a_2 = 6,739; \quad a_3 = 2,071; \\ a_4 &= 4,012; \quad a_5 = 0,799; \quad a_6 = 2,5756 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

и корней —

$$\begin{aligned} q_1 &= -4,015 \cdot 10^{-2}; \quad q_2 = -0,1678; \quad q_3 = -5,65 \cdot 10^{-3} + \\ &+ 0,97j; \quad q_4 = -5,65 \cdot 10^{-3} - 0,97j; \quad q_5 = -0,1304 + \\ &+ 1,228j; \quad q_6 = -0,1304 - 1,228j. \end{aligned}$$

Данные режима работы АМ в периодическом режиме — номинальные.

За единицу напряжения и тока при расчетах приняты номинальные действующие значения первых гармонических напряжения и тока АМ. При этом номинальное значение напряжения инвертора

$$U_H = U_{1H} \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 1 \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2,221 \text{ отн. ед.}$$

Графики изменения напряжения, токов и момента в функции времени приведены на рис. 2 и 3.

Для случая отсутствия входного дросселя и постоянного напряжения инвертора ($U_H = \text{const}$), график тока источника питания (равен току инвертора, $i = i_i$) показан на рис. 4, а график тока фазы a и момента асинхронной машины — на рис. 5.

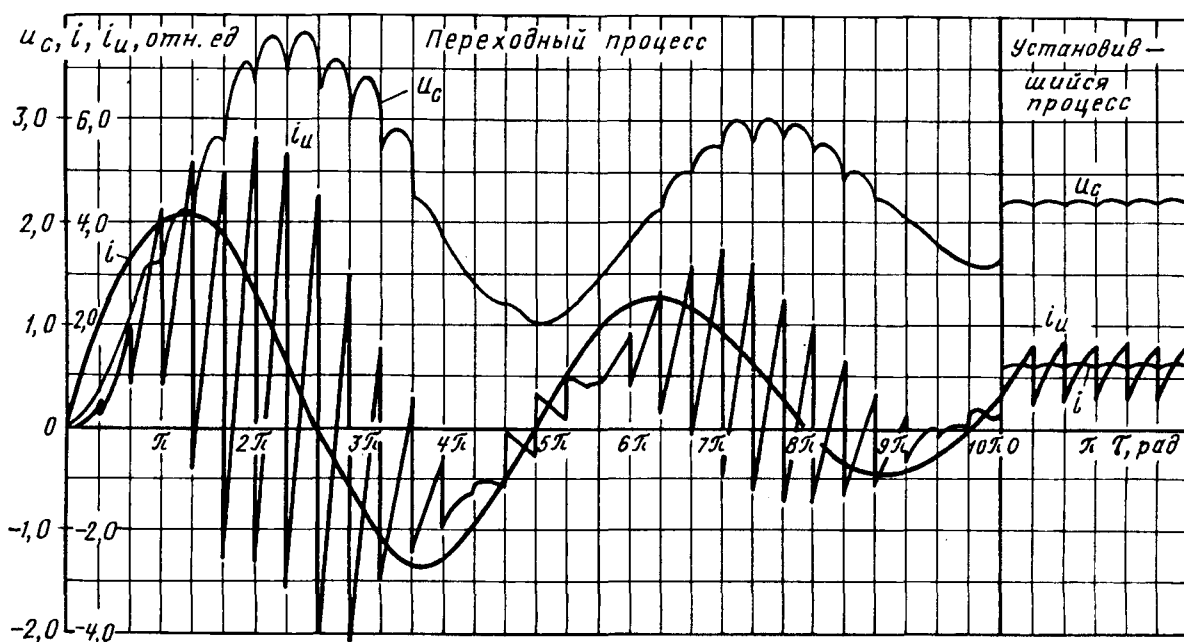


Рис. 2. Электромагнитные процессы в цепи постоянного напряжения при включении асинхронного двигателя

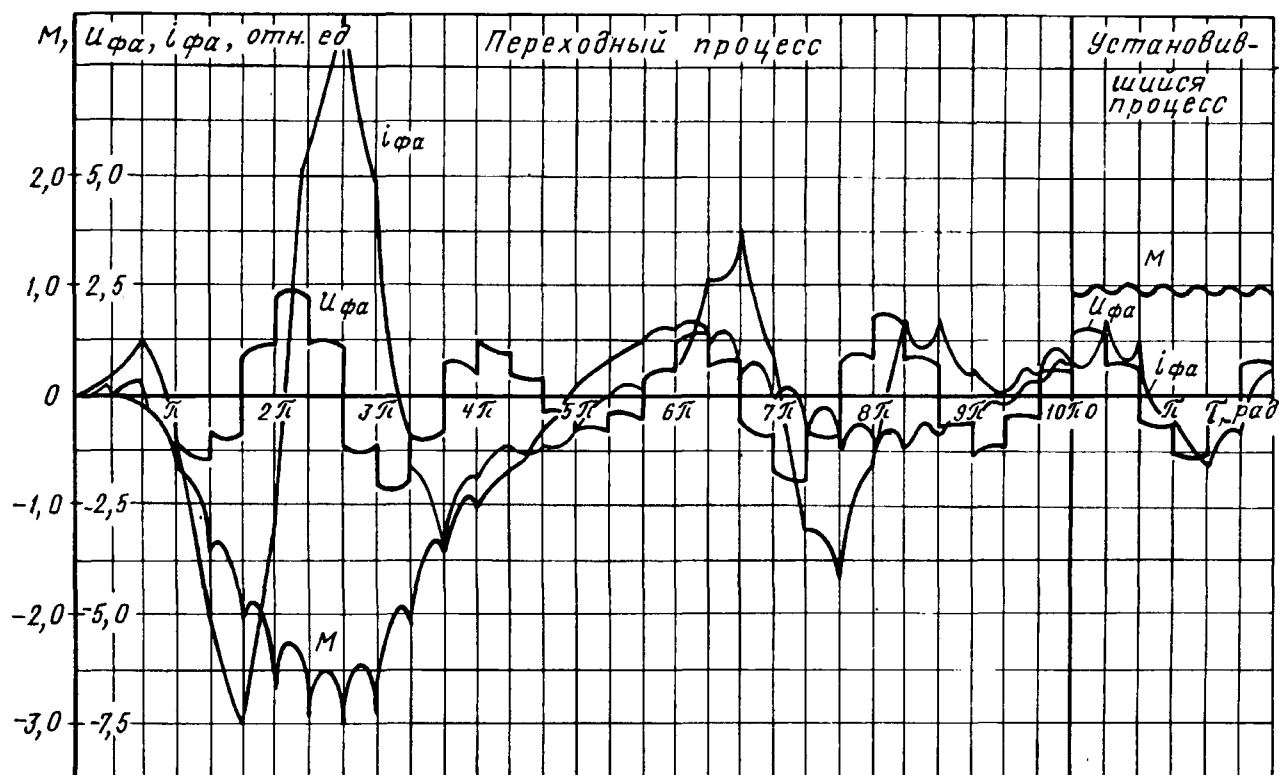


Рис. 3. Электромагнитные процессы в цепи переменного напряжения при включении асинхронного двигателя

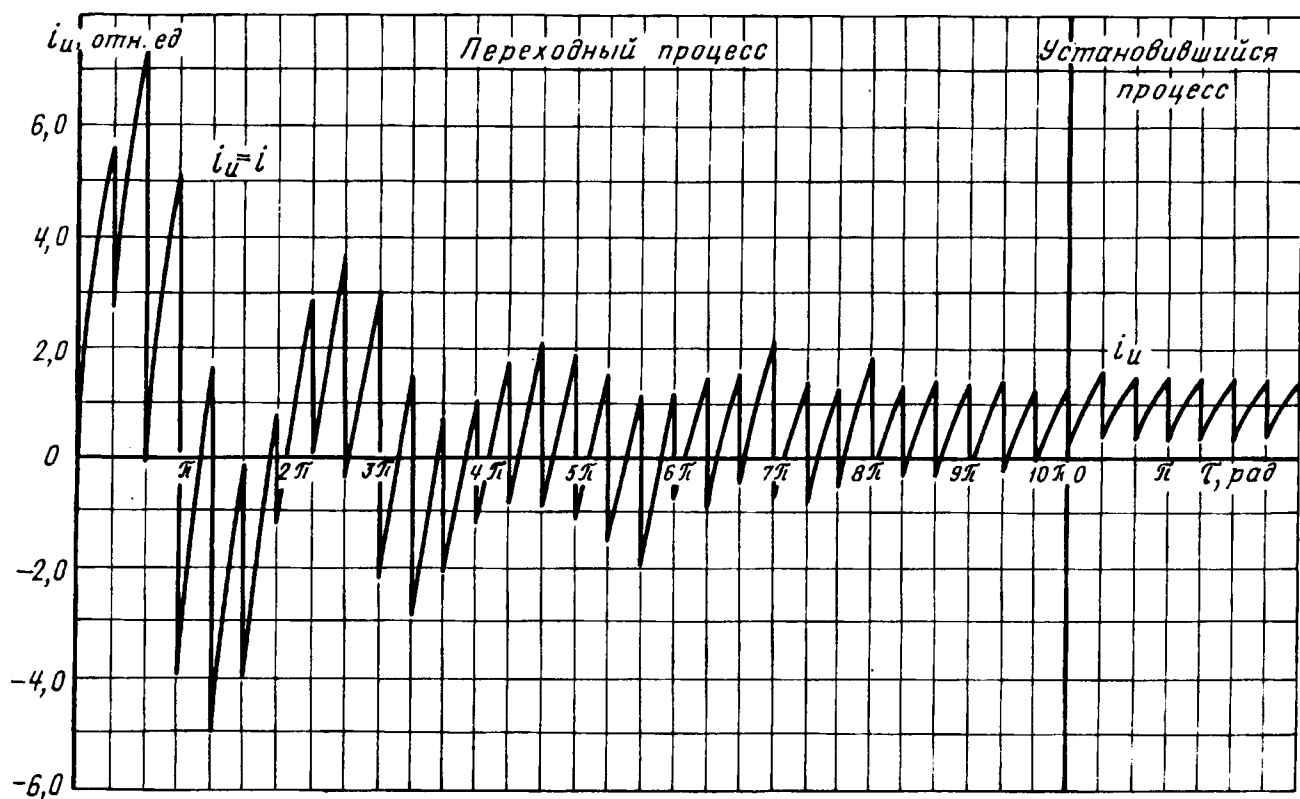


Рис. 4. Ток источника питания без входного дросселя

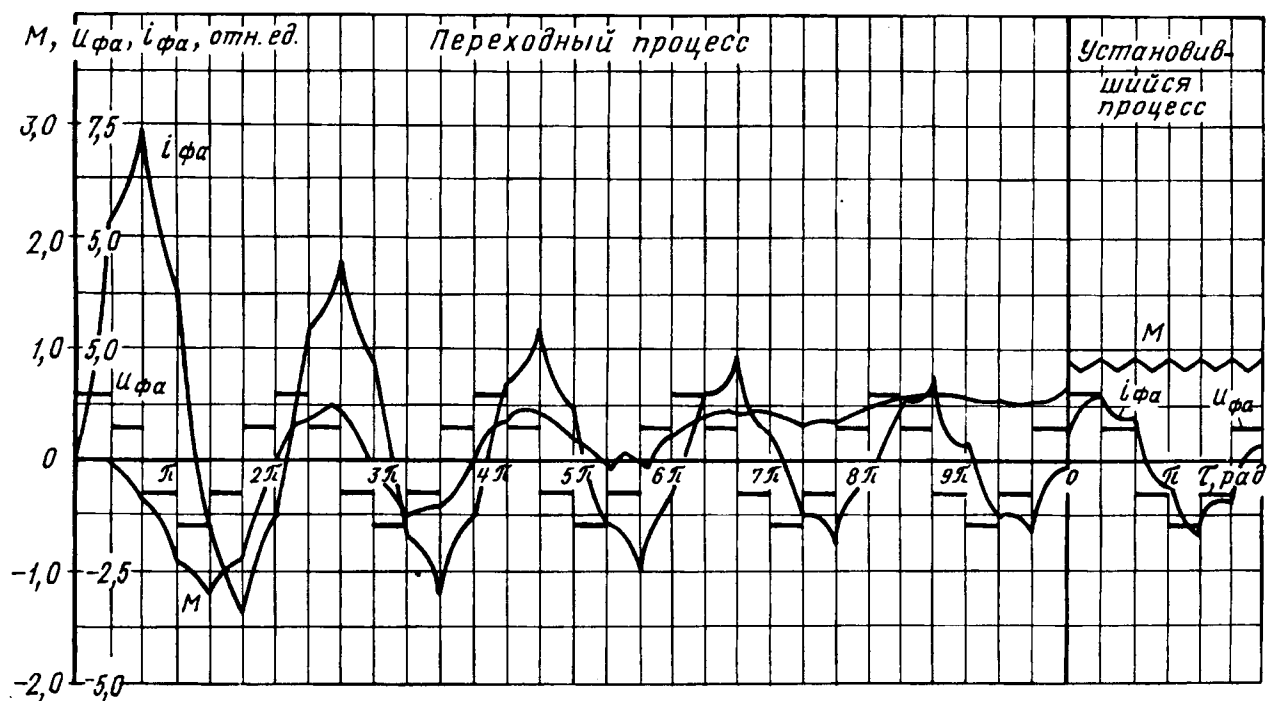


Рис. 5. Напряжение, ток и момент асинхронного двигателя без входного дросселя в цепи постоянного напряжения

Сравнивая результаты расчетов электромагнитных процессов, можно отметить колебательный характер изменения значений электромагнитных величин при наличии дросселя и, как следствие этого, значительные отклонения мгновенных значений напряжения конденсатора, тока источника питания и тока инвертора от значений в установившемся режиме в течение более длительного времени, чем в цепи без дросселя.

В установившемся режиме, при наличии дросселя во входной цепи, значительно снижается коэффициент пульсации тока источника питания ($k_{\text{п}}$), определенный как отношение разности максимального и минимального значений этого тока к их сумме. В цепи с фильтром значение $k_{\text{п}} = 0,3\%$; без фильтра $k_{\text{п}} = 62\%$.

Таким образом, расчет переходных процессов при наличии входного фильтра дает результаты, существенно отличающиеся от результатов при отсутствии фильтра. Тем самым определяется целесообразность разработки метода расчета электромагнитных процессов в системе «источник постоянного напряжения — RLC-цепь — автономный инвертор напряжения — асинхронная машина» и преимущество этого метода перед другими, не учитывающими наличие входного фильтра.

Заключение. Рассмотрен аналитический метод анализа электромагнитных процессов в системе асинхронного тягового привода. Дискретный характер приложенного к АМ напряжения определил целесообразность интегральной формы представления зависимости между результирующим током АМ и напряжением на ее зажимах — в виде интегрального выражения Вольтерра. Замена реальных токов АМ результирующим и применение интеграла Вольтерра позволили достаточно просто установить связь между цепями постоянного и переменного напряжения исследуемой системы, составить, решить и получить в конечном виде выражения для всех основных электромагнитных величин.

Достоинством метода является высокая точность результатов, которая зависит лишь от при-

нятых допущений при постановке задачи. Замкнутый вид полученных аналитических выражений позволяет достаточно быстро произвести расчеты с использованием программируемых микрокалькуляторов.

Метод в значительной мере является универсальным и может быть развит для исследования электромагнитных процессов в других системах привода со статическими преобразователями и электрическими машинами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андерс В.И., Грапонов В.Г., Лопатин В.А. Аналитический расчет электромагнитных процессов в тяговом приводе переменного тока. — Электричество, 1990, № 12.
2. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. — М.: Энергоатомиздат, 1982.
3. Глазко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982.
5. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. — Л.: Энергия, 1973.
6. Смирнов В.И. Курс высшей математики, т. 2. — М.: Наука, 1967.
7. Семенов Н.П. Периодическое решение уравнения системы асинхронная машина — автономный инвертор при действии импульсно-прямоугольного напряжения. — Применение полупроводниковой преобразовательной техники в устройствах электрических железных дорог: Сб. научн. тр. — Л.: ЛИИЖТ, 1985.
8. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1963.

[08.09.93]

Автор: Семенов Николай Павлович окончил электромеханический факультет Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта в 1955 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Электромагнитные процессы и энергетические характеристики электрического торможения подвижного состава с асинхронным тяговым приводом» в Санкт-Петербургском институте инженеров железнодорожного транспорта. Профессор кафедры «Электрические машины» Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения.

К сведению авторов и читателей!

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала (Б. Черкасский пер., 2/10, тел. 924-24-80).

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Вентильный электродвигатель с обратной связью по токам фазных обмоток

СОЛОВЬЕВ В.А.

Рассматривается вентильный электродвигатель с двухфазной четырехсекционной обмоткой, соединенной в звезду с общим проводом, и синусно-косинусным датчиком положения ротора, в секциях фазных обмоток которого формируются прямым непрерывным способом полусинусоидальные токи. Показано, что в этом электродвигателе возможен комбинированный режим работы силовых транзисторов коммутатора, характеризующийся поочередной работой каждого включенного транзистора в активном режиме и режиме насыщения, и определены условия его возникновения. Приведены результаты анализа основных энергетических характеристик электродвигателя.

Ключевые слова: вентильный двигатель, фазная обмотка, обратная связь, энергетические характеристики

Вентильные электродвигатели (ВД) при целом ряде преимуществ обладают одним недостатком — невысокой равномерностью вращения, которая обусловлена малым числом фазных обмоток и дискретным характером их переключения. Повышение равномерности вращения ВД достигается при питании его фазных обмоток синусоидальными токами, для формирования которых получили широкое распространение непрерывные способы [1—5]. Их, в свою очередь, можно разделить на косвенные и прямые. При технической реализации первых в коммутатор ВД вводится отрицательная обратная связь по фазным напряжениям [1, 2], а вторых — по фазным токам [3—5].

Свойства и характеристики ВД при косвенном формировании синусоидальных фазных токов изложены в литературе достаточно подробно [1, 2], в то же время публикации, описывающие особенности работы и основные характеристики ВД с обратной связью по токам фазных обмоток, практически отсутствуют, что можно считать одной из причин, препятствующей их широкому применению в исполнительных электроприводах. При этом следует принять во внимание, что электрическая схема коммутатора у этих электродвигателей проще и надежнее, чем у ВД с обратной связью по фазным напряжениям.

В статье рассматривается электродвигатель с двухфазной четырехсекционной обмоткой, соединенной звездой с общим проводом, и синусно-косинусным датчиком положения ротора (ДПР). Электрическая схема его коммутатора одной секции фазных обмоток изображена на рис. 1 [5]. Она содержит силовой транзистор VT, в кол-

The paper considers twophase four section star-connected brushless motor with sine-cosine rotor pole positioned detector, in phase winding of which halfsinusoidal currents are formed continuous manner. It is shown, that in such motor power transistor can work in combined regime, when every transistor work in turn in active regime and regime of saturation. The conditions of arising of that model of work are determined and the results of analysis of basic power characteristics are given.

Key words: brushless motor, phase winding, feedback, power characteristics

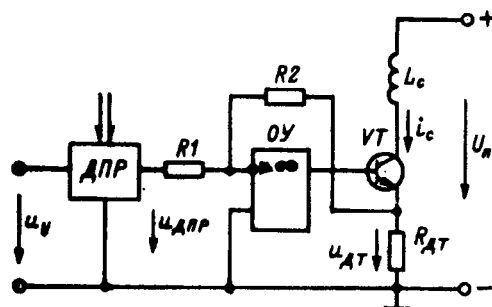


Рис. 1

ллекторную цепь которого включена секция L_c фазной обмотки, а в эмиттерную — резистивный датчик тока $R_{дт}$, и операционный усилитель ОУ, включенный вместе с транзистором VT и датчиком тока $R_{дт}$ по схеме инвертирующего усилителя. На вход коммутатора с выхода электрической части ДПР при работе ВД поступает синусоидальное напряжение $u_{дпр}$, амплитуда которого прямопропорциональна напряжению управления u_y . При положительной полуволне напряжения $u_{дпр}$ полярность выходного напряжения операционного усилителя ОУ отрицательна и транзистор VT закрыт. С изменением полярности выходного напряжения ДПР на противоположную транзистор VT открывается и по секции фазной обмотки L_c проходит ток i_c , значение которого при использовании в коммутаторе составного транзистора прямопропорционально выходному напряжению ДПР $u_{дпр}$ и не зависит от нагрузки и частоты вращения ВД:

$$i_c = i_{дт} = K_y \frac{u_{дпр}}{R_{дт}}, \quad (1)$$

где $i_{дт}$ — ток датчика тока $R_{дт}$; $K_y = -R_2/R_1$ —

коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя.

Поэтому механические характеристики рассматриваемого ВД очень мягкие, что делает необходимым применение системы автоматического управления (САУ) для регулирования и стабилизации его частоты вращения, изменяющей напряжение управления u_y и соответственно амплитуду фазных токов прямопропорционально нагрузке электродвигателя.

Для формирования в фазных обмотках токов требуемой формы в полном соответствии с (1) силовые транзисторы коммутатора ВД должны работать в активном режиме, который возможен только при выполнении условия

$$u_{тр} \geq U_{тр.н}, \quad (2)$$

где $u_{тр}$ — напряжение между коллектором и эмиттером силового транзистора; $U_{тр.н}$ — напряжение между коллектором и эмиттером силового транзистора на границе насыщения.

Однако при пуске и перегрузке электродвигателя в некоторые моменты времени для включенных силовых транзисторов может не выполняться условие (2) и силовые транзисторы входят в режим насыщения. В этом случае попеременно будет работать каждый силовой транзистор в двух режимах: активном и насыщения.

Переход силовых транзисторов в комбинированный режим работы несомненно отразится на энергетических характеристиках и электромагнитном моменте ВД. Исследование количественного изменения этих показателей представляет не только теоретический, но и практический интерес, так как полученные результаты позволят сделать выводы о значении максимально допустимой нагрузки электродвигателя и целесообразности эксплуатации его в комбинированном режиме работы силовых транзисторов, а также правильно рассчитать тепловой режим коммутатора и электрической машины (ЭМ).

Основные допущения, принятые при анализе энергетических характеристик рассматриваемого электродвигателя, исходят из того, что современные ВД, например, серии ДБМ, предназначены преимущественно для работы на невысоких частотах вращения и имеют роторы, изготовленные из высококоэрцитивных постоянных магнитов [1, 2]. Поэтому пренебрегаем потерями в стали и не учитываем влияние реакции якоря на форму ЭДС вращения секций фазных обмоток, которую считаем синусоидальной. На этом же основании принимаем не зависящими от положения ротора значения индуктивностей и взаимоиндуктивностей секций фазных обмоток, причем влиянием последних также можно пренебречь, так как в подобных ВД они обычно в несколько

раз меньше индуктивностей [6], а в двухфазных электродвигателях серии ДБМ, как показал эксперимент, отличаются практически на порядок.

Во время работы исследуемого ВД во включенном состоянии одновременно находится по одной секции каждой фазной обмотки, так что среднее значение электромагнитного момента с учетом принятых допущений может быть определено из выражения

$$M_{ср} = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} \frac{1}{v\Omega_0} [e_{c1}(\alpha) i_{c1}(\alpha) + e_{c2}(\alpha) i_{c2}(\alpha)] d\alpha, \quad (3)$$

где $\alpha_k = \pi/2$ — межкоммутационный интервал, т. е. угол поворота ротора ВД (в электрических радианах) между двумя последовательными коммутациями секций фазных обмоток; α — угол поворота ротора ВД (в электрических радианах), отсчитываемый от момента естественной коммутации; $v = \Omega/\Omega_0$ — относительная частота вращения ВД; Ω — частота вращения ВД; $\Omega_0 = U_n/C_E$ — базовое значение частоты вращения идеального холостого хода ВД; U_n — напряжение источника питания; C_E — конструктивная постоянная ВД; $e_{c1}(\alpha)$, $e_{c2}(\alpha)$ — зависимости ЭДС вращения первой и второй включенных секций фазных обмоток от угла поворота ротора; $i_{c1}(\alpha)$, $i_{c2}(\alpha)$ — зависимости токов первой и второй включенных секций фазных обмоток от угла поворота ротора.

Средняя потребляемая ВД мощность рассчитывается по формуле

$$P_n = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} U_n [i_{c1}(\alpha) + i_{c2}(\alpha)] d\alpha, \quad (4)$$

а его электромагнитная мощность равна

$$P_{эм} = v \Omega_0 M_{ср}. \quad (5)$$

Для определения средних мощностей потерь в силовых транзисторах коммутатора и в меди фазных обмоток ЭМ можно воспользоваться следующими выражениями:

$$\Delta P_k = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} [u_{тр1}(\alpha) i_{c1}(\alpha) + u_{тр2}(\alpha) i_{c2}(\alpha)] d\alpha; \quad (6)$$

$$\Delta P_m = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} R_c [i_{c1}^2(\alpha) + i_{c2}^2(\alpha)] d\alpha, \quad (7)$$

где $u_{тр1}(\alpha)$, $u_{тр2}(\alpha)$ — зависимости падений напряжения на силовых транзисторах коммутатора, управляющих токами первой и второй секций фазных обмоток, от угла α ; R_c — активное сопротивление секции фазной обмотки.

Электромагнитный КПД ВД будем рассчитывать по формуле

$$\eta = \frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{п}}}, \quad (8)$$

по которой по сути находится условный КПД электродвигателя, не отражающий влияния механических потерь, но позволяющий более объективно оценить эффективность преобразования электроэнергии в ВД. Принимая во внимание, что $R_{\text{с}} \gg R_{\text{дт}}$, КПД коммутатора ВД определяем из выражения

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{п}} - \Delta P_{\text{к}}}{P_{\text{п}}}, \quad (9)$$

а условный КПД ЭМ, учитывающий только потери в меди фазных обмоток,

$$\eta_{\text{м}} = \frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}} + \Delta P_{\text{м}}}. \quad (10)$$

При соблюдении условия (2) токи во включенных секциях фазных обмоток ВД на межкуммутиационном интервале изменяются по следующим зависимостям:

$$i_{\text{с1}}(\alpha) = K_{\text{т.п}} I_{\text{с.п}} \sin \alpha; \quad (11)$$

$$i_{\text{с2}}(\alpha) = K_{\text{т.п}} I_{\text{с.п}} \cos \alpha, \quad (12)$$

где $I_{\text{с.п}} = U_{\text{п}}/R_{\text{с}}$ — пусковой ток секции фазной обмотки; $K_{\text{т.п}} = I_{\text{с max}}/I_{\text{с.п}}$ — коэффициент загрузки ВД по току; $I_{\text{с max}}$ — амплитуда полусинусоидальных токов секций фазных обмоток.

Здесь уместно отметить, что коэффициент $K_{\text{т.п}}$, как следует из вышесказанного, прямопропорционален выходному напряжению САУ частотой вращения и поэтому наиболее удобен для использования в качестве показателя степени нагружения ВД.

Из уравнений Кирхгофа для каждой включенной секции фазной обмотки после подстановки в них (11), (12) и с учетом того, что ЭДС вращения этих секций равны

$$e_{\text{с1}}(\alpha) = U_{\text{п}} \nu \sin \alpha; \quad (13)$$

$$e_{\text{с2}}(\alpha) = U_{\text{п}} \nu \cos \alpha, \quad (14)$$

получим зависимости изменения напряжений на силовых транзисторах коммутатора при работе их в активном режиме

$$u_{\text{тр1}}(\alpha) = U_{\text{п}} [1 - (\nu + K_{\text{т.п}}) \sin \alpha - p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}} \cos \alpha]; \quad (15)$$

$$u_{\text{тр2}}(\alpha) = U_{\text{п}} [1 - (\nu + K_{\text{т.п}}) \cos \alpha + p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}} \sin \alpha], \quad (16)$$

где p — число пар полюсов электродвигателя; $\tau_{\text{с}} = L_{\text{с}}/R_{\text{с}}$ — электромагнитная постоянная времени секции фазной обмотки; $L_{\text{с}}$ — индуктивность секции фазной обмотки.

Подставляя (11)—(16) в (3), (4), (6) и (7), после интегрирования получим для активного режима работы силовых транзисторов:

$$M_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{п}}}{\Omega_0} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}}; \quad (17)$$

$$P_{\text{п}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}}; \quad (18)$$

$$\Delta P_{\text{к}} = \frac{4}{\pi} U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}} \left[1 - \frac{\pi}{4} (\nu + K_{\text{т.п}}) \right]; \quad (19)$$

$$\Delta P_{\text{м}} = U_{\text{п}} I_{\text{с.п}} K_{\text{т.п}}^2. \quad (20)$$

Формулы для расчета условных КПД ВД и его ЭМ и КПД коммутатора с учетом выражений (5), (17)—(20) примут вид:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \nu; \quad (21)$$

$$\eta_{\text{к}} = \frac{\pi}{4} (\nu + K_{\text{т.п}}); \quad (22)$$

$$\eta_{\text{м}} = \frac{\nu}{\nu + K_{\text{т.п}}}. \quad (23)$$

Условие возникновения комбинированного режима работы силовых транзисторов коммутатора можно определить, например, из уравнения (15). Исследуя его на экстремум, получаем выражение для расчета критического угла поворота ротора ВД $\alpha_{\text{кр}}$, при котором напряжение на первом силовом транзисторе будет минимальным:

$$\text{tg } \alpha_{\text{кр}} = \frac{\nu + K_{\text{т.п}}}{p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}}}. \quad (24)$$

Подставив в (15) $u_{\text{тр1}}(\alpha_{\text{кр}}) = U_{\text{тр.н}}$ и решив его совместно с (24), установим, что комбинированный режим работы силовых транзисторов наступает при

$$\sqrt{(\nu + K_{\text{т.п}})^2 + (p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}})^2} \geq 1 - K_{\text{тр}}, \quad (25)$$

где $K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{тр.н}}}{U_{\text{п}}}$ — коэффициент, учитывающий падение напряжения на силовом транзисторе в режиме насыщения.

Углы поворота ротора электродвигателя, соответствующие моментам вхождения каждого включенного силового транзистора в режим насыщения, определяются из тригонометрических уравнений, полученных при подстановке $u_{\text{тр1}}(\alpha) = u_{\text{тр2}}(\alpha) = U_{\text{тр.н}}$ в (15), (16):

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{1 - K_{\text{тр}}}{\sqrt{(\nu + K_{\text{т.п}})^2 + (p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}})^2}} - \varphi; \quad (26)$$

$$\alpha_2 = \arccos \frac{1 - K_{\text{тр}}}{\sqrt{(\nu + K_{\text{т.п}})^2 + (p\nu\Omega_0\tau_{\text{с}}K_{\text{т.п}})^2}} - \varphi, \quad (27)$$

где $\varphi = \frac{\pi}{2} - \alpha_{\text{кр}}$.

В рассматриваемом режиме работы ВД токи секций фазных обмоток, как показано на рис. 2,

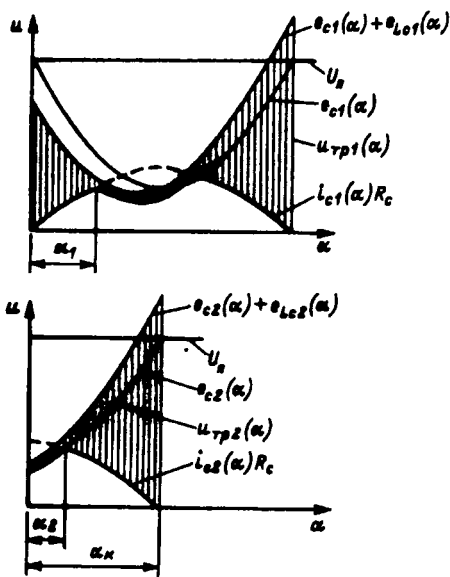


Рис. 2

не будут полусинусоидальными. Искажения обусловлены совместным влиянием на них соответствующих ЭДС вращения $e_{c1}(\alpha)$, $e_{c2}(\alpha)$ и ЭДС самоиндукции секций $e_{Lc1}(\alpha)$, $e_{Lc2}(\alpha)$ при насыщении силовых транзисторов. Зависимости изменения этих токов от угла поворота ротора определим при помощи интеграла Дюамеля [7]. Для первой включенной секции фазной обмотки при $\alpha_1 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ будем иметь

$$i_{c1}(\alpha) = I_{c.п} \left[K_{т.п} \sin \alpha_1 e^{-\frac{\alpha - \alpha_1}{p\nu\Omega_0\tau_c}} + (1 - K_{т.п} - \nu \sin \alpha_1) \times \right. \\ \times \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \alpha_1}{p\nu\Omega_0\tau_c}} \right) - \nu (\sin \alpha - \sin \alpha_1) + \frac{p\nu\Omega_0\tau_c}{1 + (p\nu\Omega_0\tau_c)^2} \times \\ \times (p\nu\Omega_0\tau_c \sin \alpha + \cos \alpha) - \nu \frac{p\nu\Omega_0\tau_c}{1 + (p\nu\Omega_0\tau_c)^2} \times \\ \left. \times (p\nu\Omega_0\tau_c \sin \alpha_1 + \cos \alpha_1) e^{-\frac{\alpha - \alpha_1}{p\nu\Omega_0\tau_c}} \right]. \quad (28)$$

Выражение для тока второй включенной секции $i_{c2}(\alpha)$ при $0 \leq \alpha \leq \alpha_2$ можно получить из (28) заменой в нем аргумента α на $\frac{\pi}{2} + \alpha$. Сложность полученных зависимостей токов секций фазных обмоток делает проблематичным их использование для вывода аналитических выражений энергетических характеристик ВД и позволяет рекомендовать их только для расчета указанных характеристик на ЭВМ. В рассматриваемых электродвигателях эта задача облегчается тем, что в них с большим запасом выполняется условие $R_c > p\nu\Omega_0 L_c$ [2], на основании которого можно

принять $p\nu\Omega_0\tau_c \approx 0$. С учетом этого формулы (26), (27) принимают вид:

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{1 - K_{т.п}}{\nu + K_{т.п}}; \quad (29)$$

$$\alpha_2 = \arccos \frac{1 - K_{т.п}}{\nu + K_{т.п}}, \quad (30)$$

а токи во включенных секциях фазных обмоток при насыщенных силовых транзисторах будут изменяться по следующим зависимостям:

$$i_{c1}(\alpha) = I_{c.п} (1 - K_{т.п} - \nu \sin \alpha); \quad (31)$$

$$i_{c2}(\alpha) = I_{c.п} (1 - K_{т.п} - \nu \cos \alpha). \quad (32)$$

Принимая во внимание, что в данном случае $\alpha_1 = \frac{\pi}{2} - \alpha_2$, и подставляя в формулу (3) на соответствующих участках интегрирования выражения (11), (12) или (31), (32), а также (13), (14), после интегрирования получим среднее значение электромагнитного момента электродвигателя при комбинированном режиме работы силовых транзисторов:

$$M_{ср} = \frac{2U_n I_{c.п}}{\pi \Omega_0} \left[(\nu + K_{т.п}) \alpha_1 + (1 - K_{т.п}) \cos \alpha_1 - \frac{\pi}{2} \nu \right]. \quad (33)$$

Аналогично определяем для этого режима работы силовых транзисторов значения $P_{п}$, ΔP_k и ΔP_m :

$$P_{п} = \frac{4U_n I_{c.п}}{\pi} [K_{т.п} + (1 - K_{т.п}) \alpha_2 - (\nu + K_{т.п}) \cos \alpha_1]; \quad (34)$$

$$\Delta P_k = \frac{2U_n I_{c.п}}{\pi} \left\{ 2K_{т.п} + 2K_{т.п} (1 - K_{т.п}) \alpha_2 - K_{т.п} (\nu + K_{т.п}) \alpha_1 - [K_{т.п} (\nu + K_{т.п}) + K_{т.п} + K_{т.п} \nu] \cos \alpha_1 \right\}; \quad (35)$$

$$\Delta P_m = \frac{2U_n I_{c.п}}{\pi} \left\{ K_{т.п}^2 \alpha_1 + [\nu^2 + 2(1 - K_{т.п})^2] \alpha_2 - (1 - K_{т.п}) (K_{т.п} + 3\nu) \cos \alpha_1 \right\}. \quad (36)$$

Значения η , η_k и η_m в этом случае рассчитываются также по формулам (8)–(10) с использованием (5), (33)–(36), но из-за громоздкости их выражения не приводятся.

Неравномерность электромагнитного момента ВД, возникающая при комбинированном режиме работы силовых транзисторов, может быть оценена коэффициентом его пульсаций

$$\epsilon_m = M_{n \max} / M_{ср}, \quad (37)$$

где $M_{n \max}$ — наибольшая амплитуда одной из n гармонических составляющих электромагнитного момента.

Амплитуды гармоник электромагнитного момента находим разложением в ряд Фурье по косинусам подынтегрального выражения в формуле (3), выполненного отдельно для каждого интер-

вала интегрирования,

$$M_{n \max} = \frac{4U_{\text{н.п.}}}{\pi\Omega_0} \left\{ \frac{\nu + K_{\text{т.п.}}}{4} \left[\frac{1}{n} \sin n\alpha_1 - \frac{1}{2n+1} \sin (4n+2)\alpha_1 - \frac{1}{2n-1} \sin (4n-2)\alpha_1 \right] + (1 - K_{\text{т.п.}}) \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{1}{4n+1} \cos (4n-1)\alpha_1 - \frac{1}{4n-1} \cos (4n-1)\alpha_1 \right] \right\}, \quad (38)$$

где $n=1, 2, 3, \dots$ — порядковый номер гармонической составляющей электромагнитного момента.

По выведенным формулам для ВД типа ДБМ 120—1—0,8—2 с номинальным моментом $M_{\text{ном}}=1$ Н·м и $\Omega_0=220$ с⁻¹ для $\nu=0,8$ и $U_{\text{н.п.}}=27$ В рассчитаны зависимости $M_{\text{ср}}$, $\varepsilon_{\text{м}}$, $\Delta P_{\text{м}}$, $\Delta P_{\text{к}}$ и η от коэффициента $K_{\text{т.п.}}$, графическое изображение которых показано на рис. 3 и 4 сплошными линиями. Кружками обозначена граница перехода силовых транзисторов из активного в комбинированный режим. При расчете принято, что активное сопротивление секции фазной обмотки вместе с сопротивлением датчика тока составляет $R_{\text{с}}=0,85$ Ом и $I_{\text{с.п.}}=32$ А, а $K_{\text{т.п.}}=0,05$. Коэффициент $\varepsilon_{\text{м}}$ определялся по первой гармонике электромагнитного момента, амплитуда которой является наибольшей и оказывает основное влияние на неравномерность вращения ВД.

Экспериментальная проверка результатов расчета проводилась при совместной работе указанного ВД с САУ, обеспечивающей стабилизацию

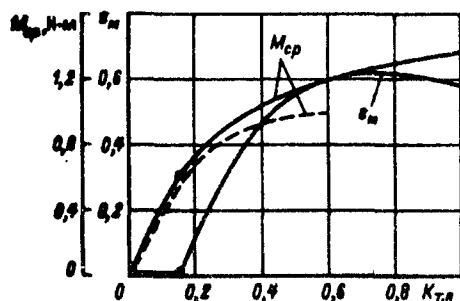


Рис. 3

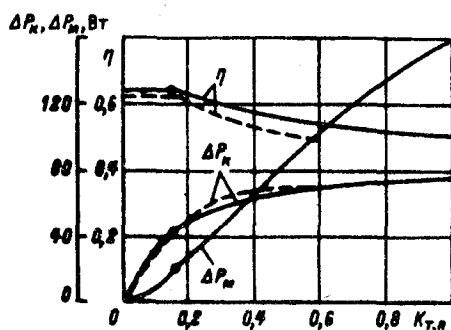


Рис. 4

его частоты вращения при $\nu=0,8$. В коммутаторе использовались транзисторы КТ827В с максимально допустимым постоянным током коллектора $I_{\text{к max}}=20$ А, меньшим, чем $I_{\text{с.п.}}$ и поэтому он был выполнен с токоограничением. При максимальном выходном напряжении САУ $u_{\text{у}}=10$ В в момент пуска электродвигателя амплитуда полусинусоидальных токов секции фазных обмоток составляла $I_{\text{с max}} \approx 19$ А, которой соответствует $K_{\text{т.п.}}=0,6$. Одновременно обеспечивалась кратность пускового момента $\lambda_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{ном}}} \approx 2$. Электромагнитный момент ВД определялся как сумма моментов нагрузки и трения. Мощность потерь в меди фазных обмоток рассчитывалась с использованием формул (20), (29), (30), (36) для значений коэффициента $K_{\text{т.п.}}$, соответствующих измеренному напряжению $u_{\text{у}}$. Мощность потерь в силовых транзисторах коммутатора получена вычитанием мощности потерь в меди из общей мощности потерь. Графические зависимости указанных значений от $K_{\text{т.п.}}$ изображены на рис. 3 и 4 штриховыми линиями.

Выводы. 1. Включение и выключение силовых транзисторов коммутатора ВД происходит в моменты равенства нулю токов секций фазных обмоток, что исключает возникновение коммутационных перенапряжений на этих транзисторах и делает ненужным применение специальных электрических цепей для их устранения.

2. При пуске в таком ВД, ограничив токи секций фазных обмоток, технически несложно реализовать условие $K_{\text{т.п.}} < 1$. Это позволяет использовать для электродвигателя с высокой кратностью пускового тока источник питания с ограниченной мощностью и одновременно избежать в большинстве случаев параллельного включения силовых транзисторов, приводящего к увеличению габаритов и стоимости коммутатора.

3. Индуктивность секций фазных обмоток ВД при работе силовых транзисторов в активном режиме не влияет на его электромагнитный момент и энергетические характеристики, при этом электромагнитный КПД электродвигателя при стабилизации его частоты вращения не зависит от нагрузки; КПД коммутатора с ее возрастанием увеличивается, а КПД ЭМ падает.

4. При переходе силовых транзисторов из активного режима работы в комбинированный КПД ВД снижается и резко возрастают пульсации электромагнитного момента, нарушается его линейная зависимость от коэффициента $K_{\text{т.п.}}$, т.е. от напряжения управления $u_{\text{у}}$. На этом основании можно сделать заключение, что комбинированный режим работы силовых транзисторов является нежелательным при продолжительной эксплуатации ВД с обратной связью по токам фазных обмоток.

Сопоставление расчетных и экспериментальных характеристик рассматриваемого ВД показывает их практическое совпадение, что свидетельствует о правильности сделанных выводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бесконтактный моментный привод для замкнутых систем автоматического управления / Ю.М. Бельский, Л.М. Епифанова, Г.С. Зеленков и др. — Электротехника, 1986, № 2.
2. Бельский Ю.М., Микеров А.Г. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. — Л.: ЛДНТИ, 1990.
3. А. с. № 1171916 (СССР). Моментный вентильный электродвигатель / А.Ю.Афанасьев, Е.И.Дорохов, Н.А.Иванов. — Оpubл. в Б.И., 1985, № 29.
4. Пат. № 2727534 (ФРГ). Steuerschaltung fur einen elektronisch kommutierten Gleichstrommotor / Sorensen, Robert, Lyngse.

5. А.с. № 1429241 (СССР). Коммутатор вентильного электродвигателя / В.А.Соловьев. — Оpubл. в Б.И., 1988, № 37.

6. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. — Л.: Наука, 1979.

7. Татур Т.А. Основы теории электрических цепей. — М.: Высшая школа, 1980.

[29.03.94]

Автор: Соловьев Владимир Алексеевич в 1971 г. окончил факультет автоматики и промэлектроники Московского текстильного института. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Система автоматического управления бесконтактным двигателем постоянного тока». Доцент кафедры электротехники Московской государственной текстильной академии.

Физико-математические модели отказов изоляции погружных установок электроцентробежных нефтенасосов

МЕСЕНЖНИК Я.З., ТАРЕЕВ Б.М., ПРУТ Л.Я.

Рассмотрены зависимости наработки систем электрической изоляции установок электроцентробежных погружных нефтенасосов (УЭЦН) от глубины спуска, обводненности скважин, газового фактора, концентрации механических примесей в скважинной жидкости, максимальной кривизны скважин, газосодержания на приеме насоса и других факторов. Предложены и проанализированы соответствующие физико-математические модели отказов. Показано, в частности, что основной причиной отказов систем электрической изоляции УЭЦН производства стран СНГ является разгерметизация погружного электродвигателя нефтенасоса при стационарном режиме эксплуатации.

Ключевые слова: центробежные погружные нефтенасосы, система электрической изоляции, отказы, физико-математические модели отказов.

Отказы установок электроцентробежных нефтенасосов (УЭЦН) для добычи нефти, выпускаемых в странах СНГ, в подавляющем большинстве случаев связаны с отказами электрической изоляции [1—3 и др.]. Эта изоляция представляет собой систему таких последовательно соединенных элементов, как запеченная ленточная полиимидно-фторопластовая изоляция обмоточных проводов марки ППИ-У статорной обмотки погружных электродвигателей (ПЭД) нефтенасосов, изоляция из полиэтилена высокой плотности соединительных кабелей (удлинителей) марки КПБП и основных (магистральных) кабелей ма-

The paper considers the dependences of operating life of electric insulation systems for electric parts of centrifugal submersible oil pumps on descent depth, oil well water content, gas factor, concentration of mechanical impurities in the well liquid, maximum well curvature, gas content on the pump input and other factors. Appropriate physical and mathematical failure models are offered and analysed. It is shown among other things, that failures of electric insulation systems for electric centrifugal submersible oil pumps produced by the CIS are mainly caused by depressurization of submersible oil pump electric motors in steady state operation conditions.

Key words: centrifugal submersible oil pumps, electric insulation system, failures, physical and mathematical failure models.

рок КПБП, КПБК. Изоляция обмоточных проводов эксплуатируется в электроизоляционном масле, а изоляция основной и соединительной длин кабелей — в скважинной газонасыщенной жидкости (нефть—вода). В качестве критерия отказов изоляции УЭЦН рассматривается снижение электрического сопротивления изоляции системы элементов до нуля ($R_{из}=0$).

С целью уточнения физического механизма и построения математической модели отказов изоляции исследовалось влияние эксплуатационных факторов нефтяных скважин на надежность изоляции элементов УЭЦН, выпускаемых в стра-

нах СНГ, при эксплуатации в производственных объединениях (ПО) «Нижневартовскнефтегаз» и «Сургутнефтегаз». Для исключения из рассмотрения отказов, связанных с грубыми дефектами, такими как повреждение изоляции кабелей при спуске в скважину, негерметичность гидрозащиты ПЭД, некачественный вывод УЭЦН на режим, некачественная подготовка скважин и т.д., определяющими время приработки УЭЦН, рассматривались УЭЦН с наработкой изоляции до отказа более 60 сут, т.е. при стационарном режиме эксплуатации. Обработка статистической информации о надежности элементов изоляции УЭЦН проводилась на ПЭВМ с использованием ППП «Статграфик». Модель отказов изоляции элементов УЭЦН строилась с применением как множественного, так и одномерного анализа [2]. В качестве функции отклика рассматривалась наработка элементов изоляции УЭЦН до отказа, а в качестве регрессоров — факторы, представляющие эксплуатационные характеристики нефтяных скважин.

Рассматривалась зависимость наработки изоляции основных длин кабелей марок КПБП, КПБК от таких эксплуатационных характеристик нефтяных скважин, как глубина спуска УЭЦН, обводненность, газовый фактор, концентрация механических примесей в скважинной жидкости, погружение под динамический уровень, максимальная кривизна скважины при спуске УЭЦН (первоначальная модель). При построении регрессионного уравнения, отражающего зависимость наработки до отказа изоляции кабелей КПБП, КПБК от рассмотренных эксплуатационных характеристик нефтяных скважин, установлено отсутствие значимости коэффициента множественной корреляции R (табл. 1).

Таблица 1

Анализ первоначальной модели отказов изоляции магистральных кабелей

Источник изменчивости	Сумма квадратов	Число степеней свободы	Оценка дисперсии	Уровень значимости
Эксплуатационные факторы (Q_R)	133169	$K-1=6$	22195	0,4
Остаток ($Q_{ост}$)	1222338	$N-K=32$	38198	
Общий (Q)	1358507	$N-1=38$	$F_{табл}=F(\alpha, K-1, N-K)=2,53$	

$$Q = \sum_{u=1}^N (y_u - \bar{y})^2; \quad Q_{ост} = \sum_{u=1}^N (y_u - \hat{y})^2; \quad \bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{u=1}^N y_u; \quad R^2 = Q_R / Q = 0,1; \quad F = R^2 (N-K) / (1-R^2) (K-1) = 0,6; \quad F < F_{табл}, \text{ т.е. } R - \text{незначим. (Здесь } Q - \text{функция потерь; } u - \text{текущее значение количества на-}$$

блюдений; $\hat{y}$ — прогнозируемое значение отклика; y_u — результаты измерения отклика; $\bar{y}$ — среднее значение отклика; α — уровень значимости; K — количество коэффициентов регрессионного уравнения; $F_{табл}$ — критерий Фишера; N — количество измерений.)

Незначимость R , установленная при построении уравнения множественной регрессии (табл. 1), свидетельствует о неадекватности уравнения регрессии. Можно предположить, что при построении уравнения регрессии использовались второстепенные факторы, слабо влияющие на наработку изоляции основных длин кабелей КПБП, КПБК. Коэффициент детерминации, равный для линейной модели квадрату коэффициента множественной корреляции, показывает на сколько предсказание по регрессионной модели $\hat{y}$ лучше, чем по среднему значению $\bar{y}$. Для изоляции кабелей КПБН, КПБК это отличие незначительно ($R^2=0,1$) и влияние эксплуатационных факторов на наработку изоляции мало.

Действительно, отказы изоляции основных длин кабелей КПБП, КПБК связаны как с электротепловым пробоем полиэтиленовой изоляции, так и с образованием сквозных микротрещин в ней при длительной эксплуатации кабелей в скважинной жидкости. Эти процессы практически не отражены в предложенном выше (первоначальная модель, табл. 1) регрессионном уравнении.

Для построения модели, отражающей зависимость отказов системы изоляции УЭЦН от таких эксплуатационных факторов нефтяных скважин, как глубина спуска УЭЦН, обводненность, газосодержание на приеме насоса, давление жидкости на приеме насоса, использовалась множественная регрессия. Анализ этой (второй) модели приведен в табл. 2.

Таблица 2

Анализ второй модели отказов системы изоляции УЭЦН

Источник изменчивости	Сумма квадратов	Число степеней свободы	Оценка дисперсии	Уровень значимости
Эксплуатационные факторы (Q_R)	1002931	$K-1=4$	250733	0,0030
Остаток ($Q_{ост}$)	2927380	$N-K=72$	40658	
Общий (Q)	39030311	$N-1=76$	$F_{табл}=F(\alpha, K-1, N-K)=2,7$	

$$R^2 = Q_R / Q = 0,26; \quad F = R^2 (N-K) / (1-R^2) (K-1) = 6,3; \quad F > F_{табл}, \text{ т.е. } R - \text{значим}$$

Из значимости R следует, что регрессионное уравнение, заложенное в основу второй модели,

должно достаточно полно описывать влияние эксплуатационных факторов на наработку системы изоляции УЭЦН в нефтяных скважинах. Это уравнение имеет вид

$$\hat{y} = 1054 - 0,49X_1 - 0,50X_2 + 1,36X_3 - 0,52X_4, \quad (1)$$

где $\hat{y}$ — прогнозируемое значение наработки изоляции УЭЦН; X_1 — глубина спуска УЭЦН в скважину; X_2 — давление жидкости на приеме насоса; X_3 — обводненность скважинной жидкости; X_4 — газосодержание на приеме насоса.

Используя метод исключения, позволяющий отбросить незначимые регрессоры, получаем оптимальное уравнение регрессии:

$$\hat{y} = 1054 - 0,49X_1 - 0,50X_2. \quad (2)$$

В рассматриваемых скважинах X_1 меняется от 1320 до 1830 м, X_2 — от 3,2 до 17,2 МПа. При этом для интервала значений X_1 и X_2 величина y , измеряемая в сутках, близка к наработке до отказа изоляции УЭЦН в скважине при стационарном режиме эксплуатации (так называемому межремонтному периоду скважин, составляющему для ПО «Сургутнефтегаз» 369 сут).

Из табл. 1 следует незначимость влияния на наработку изоляции основных магистральных длин кабелей марок КПБП, КПБК эксплуатационных факторов нефтяных скважин. Следовательно, регрессионные уравнения (1) и (2) описывают наработку в нефтяных скважинах системы изоляции УЭЦН: кабель соединительный марки КПБП — обмоточные провода марки ППИ-У. Отказы соединительного кабеля КПБП происходят в основном при срыве подачи откачиваемой скважинной жидкости и перегреве при этом изоляции кабеля, проложенного вдоль корпуса нефтенасоса.

В [2] показано, что с увеличением глубины спуска и давления жидкости на приеме насоса растет вероятность разгерметизации ПЭД и вероятность попадания скважинной жидкости на изоляцию обмоточных проводов ППИ-У. В то же время с ростом обводненности скважинной жидкости и уменьшением содержания газа на приеме насоса уменьшается вероятность срыва подачи откачиваемой скважинной жидкости.

В регрессионном уравнении [2] незначимость коэффициентов, характеризующих влияние на наработку системы изоляции УЭЦН обводненности скважинной жидкости и газосодержания на приеме насоса, свидетельствует о том, что основной причиной отказов изоляции УЭЦН, выпускаемых в странах СНГ, является разгерметизация ПЭД при стационарном режиме эксплуатации, а не срыв подачи откачиваемой скважинной жидкости. Следовательно, герметизация статорной обмотки

ПЭД специальным компаундом, как это рекомендовано в [3], может привести к значительному повышению надежности системы изоляции УЭЦН.

Незначимость влияния обводненности скважинной жидкости на надежность изоляции ПЭД можно объяснить следующим образом. Основной причиной отказов проводов ППИ-У, используемых в статорной обмотке ПЭД, является попадание скважинной жидкости в электроизоляционное масло, а затем и на изоляцию при потере герметичности ПЭД. В этом случае происходит пробой изоляции преимущественно в месте соединения статорной обмотки с выводными концами. Так, анализ отказов ПЭД, отработавших более 500 сут и отказавших по причине изоляции, показал, что практически во всех этих ПЭД в электроизоляционном масле содержится скважинная жидкость. В настоящее время нефтяные скважины Западно-Сибирского нефтяного региона сильно обводнены, и содержание воды в скважинной жидкости в основном варьируется от 30 до 95%. Пробой изоляции ПЭД в зависимости от содержания воды в скважинной жидкости происходит обычно в интервале сутки — трое после разгерметизации. Этот интервал мал по сравнению с наработкой ПЭД до отказа изоляции, составляющей 250—300 сут.

Для получения дополнительной информации о влиянии эксплуатационных факторов нефтяных скважин на надежность изоляции УЭЦН рассматривались одномерные регрессионные уравнения. Из величины коэффициента детерминации одномерных регрессионных уравнений следует, что 22,1% вариаций отказов изоляции УЭЦН связана с вариацией глубины спуска и 7,1% — с вариацией давления жидкости на приеме насоса.

Кроме отказов УЭЦН, вызванных отказами изоляции, около 5% отказов УЭЦН связано с так называемыми «полетами», когда происходит расчленение насосно-компрессорных труб и элементов УЭЦН как при эксплуатации, так и при спуско-подъемных операциях в нефтяных скважинах. При этом ремонтные работы в нефтяных скважинах после «полетов» требуют значительно больших материальных затрат, чем при отказах изоляции УЭЦН. В связи с этим исследование «полетов» является весьма актуальной задачей.

Исследовалось влияние таких эксплуатационных характеристик, как глубина спуска УЭЦН в скважину, дебет скважины, коэффициент продуктивности скважины, газосодержание на приеме насоса, обводненность, заглубление под динамический уровень на наработку УЭЦН до «полетов». При построении регрессионного уравнения, отражающего зависимость наработки УЭЦН до «полетов» от эксплуатационных характеристик неф-

тных скважин, установлено отсутствие значимости коэффициента множественной корреляции (табл. 3).

Таблица 3

Анализ наработки УЭЦН до «полета»

Источник изменчивости	Сумма квадратов	Число степеней свободы	Оценка дисперсии	Уровень значимости
Эксплуатационные факторы (Q_R)	277258	$K-1=6$	46209	0,2353
Остаток ($Q_{ост}$)	2863477	$N-K=85$	33688	
Общий (Q)	3140735	$N-1=91$	$F_{табл}=F(\alpha, K-1, N-K)=2,32$	

$$R^2 = Q_R / Q = 0,088; F = R^2 (N-K) / ((1-R^2)(K-1)) = 1,40; F < F_{табл}$$

Поскольку R незначим ($F < F_{табл}$, см. табл. 3), отказы УЭЦН при «полетах» нельзя объяснить рассматриваемыми эксплуатационными факторами нефтяных скважин.

Можно предположить, что на отказы УЭЦН оказывают влияние конструктивные особенности элементов УЭЦН и физические механизмы отказов. Значимость влияния на надежность изоляции проводов ППИ-У глубины погружения УЭЦН и давления жидкости на приеме насоса связана с таким конструктивным недостатком ПЭД, как отсутствие герметизации статорной обмотки специальным компаундом. (Статорные обмотки ПЭД зарубежных конструкций надежно герметизированы.)

Применение дисперсионного анализа показало, что наработка изоляции ПЭД зависит от особенностей их конструкций. Так, ПЭД-45 имеет значимое отличие наработки по критерию Фишера от наработки ПЭД-90. Меньшее значение наработки изоляции ПЭД-90 связано с тем, что этот тип ПЭД эксплуатируется в виде двух последовательно соединенных секций, что увеличивает вероятность отказов изоляции. Различный физический механизм отказов приводит к значительному по критерию Фишера отличию в наработке до отказа изоляции обмоточных проводов ППИ-У и основных длин кабелей марок КПБП, КПБК. При этом наработка обмоточных проводов ППИ-У в 1,5 раза больше, чем наработка кабелей КПБК, КПБП. При расчете наработки кабелей не учитывались отказы, вызванные повреждением изоляции при спуско-подъемных операциях с УЭЦН в нефтяных скважинах.

Таким образом, показана значимость влияния конструктивных особенностей УЭЦН и физики

отказов изоляции на надежность УЭЦН производства стран СНГ, эксплуатируемых в Западно-Сибирском нефтяном регионе. Известно, что температура вдоль ствола скважин увеличивается с глубиной по закону, близкому к линейному. Это допускает возможность использования в скважинах кабелей с изменяющейся по длине по заданному математическому закону нагревостойкостью [1, 2, 4]. Исследование надежности такого рода кабелей представляет самостоятельную задачу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месенжник Я.З. Кабели для нефтегазовой промышленности. — Ташкент: Фан, 1972. — 435 с.
2. Месенжник Я.З., Осягин А.А. Силовые кабельные линии для погружных энергосистем. — М.: Энергоиздат, 1987. — 240 с.
3. Тареев Б.М., Месенжник Я.З., Прут Л.Я. Физика отказов полимерной изоляции при термобарическом старении. — М.: ВИНТИ, 1986. Деп. 6837. — 133 с.
4. Месенжник Я.З., Тареев Б.М. Электротехника и экология. — Тезисы докладов I Международной конференции по электромеханике и электротехнологии. — Суздаль, 1994. — с. 184

[01.09.94]

Авторы: Месенжник Яков Захарович окончил в 1958 г. Среднеазиатский политехнический институт. В 1984 г. во Всесоюзном (ныне Всероссийском) научно-исследовательском институте кабельной промышленности (ВНИИКП) защитил докторскую диссертацию по теме «Теория, методы комплексного расчета, конструирования и прогнозирования работоспособности кабелей для нефтегазовой промышленности в условиях многофакторного воздействия». Заведующий лабораторией кабелей для погружных электрических систем ВНИИКП.

Тареев Борис Михайлович окончил в 1929 г. электротехнический факультет Московского высшего технического училища им. Н.Э. Баумана. В 1948 г. в Московском энергетическом институте защитил докторскую диссертацию по теме «Нагревостойкая электрическая изоляция». Главный редактор отдела электротехники и энергетики Всероссийского института научной и технической информации (ВИНИТИ).

Прут Леонид Яковлевич окончил в 1963 г. Ташкентский государственный университет. В 1992 г. в Томском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме, связанной с исследованием электрофизических характеристик, надежности и долговечности кабелей и проводов для нефтегазовой промышленности. Ведет научную работу в Сургутском государственном университете.

Устройства для зарядки аккумуляторных батарей асимметричным током

ЗДРОК С.А.

Анализируются некоторые энергетические показатели устройств заряда аккумуляторных батарей асимметричным током. Предложена методика линеаризации форм кривых токов, с помощью которой произведена оценка выпрямительных устройств подобного назначения.

Ключевые слова: аккумуляторные батареи, устройства заряда, асимметричные токи, энергетические показатели, исследования

Многолетний опыт разработки и эксплуатации зарядных преобразователей показывает, что наиболее предпочтительной схемой выпрямления является трехфазная несимметричная, в которой катодная группа содержит тиристоры, а анодная — диоды [1]. Широкое применение трехфазных мостовых схем обусловлено и наиболее высокими технико-экономическими показателями таких выпрямителей [2, 3].

В течение ряда десятилетий выполнено много исследований по зарядке аккумуляторов знакопеременным (асимметричным) током и предложено для этих целей большое количество выпрямительных зарядных устройств [4, 5]. При зарядке асимметричным током снижаются газыделение, ЭДС поляризации и температура электролита, а емкость увеличивается. Заряд может проводиться при различных соотношениях амплитуд прямого и обратного токов и их продолжительностей. Однако, получение знакопеременного тока аккумуляторов, как правило, достигается введением дополнительных преобразовательных элементов. Стремление создать оптимальные зарядные режимы повлекло за собой ухудшение технико-экономических показателей выпрямителей.

На примерах ряда схем выпрямления, предназначенных для применения в некоторых технологических процессах (помимо зарядки аккумуляторов выпрямители асимметричного тока также широко применяются для гальванических покрытий), в статье анализируются некоторые энергетические показатели и предлагаются пути совершенствования выпрямителей подобного назначения.

Наиболее простым способом создания отрицательной составляющей тока аккумуляторов является шунтирование электрическими емкостями по одному плечу в анодной и катодной группах мостовых схем выпрямителя. Одна из возможных модификаций схемы Ларионова в виде пятиплечного выпрямителя приведена на рис. 1, в котором диоды 1 и 5 шунтированы электрическими

Some accumulator batteries charging facilities by an asymmetrical current analysed. The method proposed of linearizing of the current waves, which used for an estimation of the rectifying facilities of such purpose.

Key words: accumulator batterie, charging facility, asymmetrical current, energetic parameters, investigation

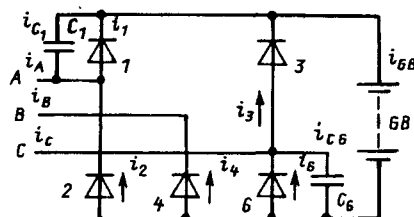


Рис. 1. Трехфазная схема устройства заряда аккумуляторной батареи асимметричным током

конденсаторами C_1 и C_5 . Отключение одного из плеч классической трехфазной мостовой схемы обусловлено необходимостью исключения его проводящего состояния в момент создания разрядной составляющей тока.

Для математического описания исходных осциллограмм кривые графика тока будут заменены линеаризованными участками, что позволит получить формулы технико-экономических показателей в более простом виде. На рис. 2 представлены в линеаризованном виде исходные осциллограммы токов, приведенные в [5], для всех ветвей схемы рис. 1. Так как при аппроксимации синусоиды треугольником коэффициенты форм различаются менее чем на 4%, то подобное приближение можно считать допустимым в выполняемых сопоставительных оценках различных вариантов схем выпрямления.

Знакопеременные токи в линиях A и C содержат постоянные составляющие; ток в линии B однополярный. Ток аккумуляторной батареи в интервале $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$ имеет отрицательную, а в интервалах $\theta \leq \omega t \leq \theta_1$ и $\theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi$ — положительную составляющие. Такой ток принято называть асимметричным током. Помимо этих токов на рис. 2 показаны линеаризованные кривые тока i_{C1} в конденсаторе C_1 , тока i_2 в диоде 2, тока i_{C5} в конденсаторе C_5 и тока i_4 в диоде 4. Так как катодная группа выпрямителя в линии B не содержит диода, то в интервале $0 \leq \omega t \leq \pi$ ток аккумуляторов почти повторяет форму тока линии A, а отрицательная составляющая

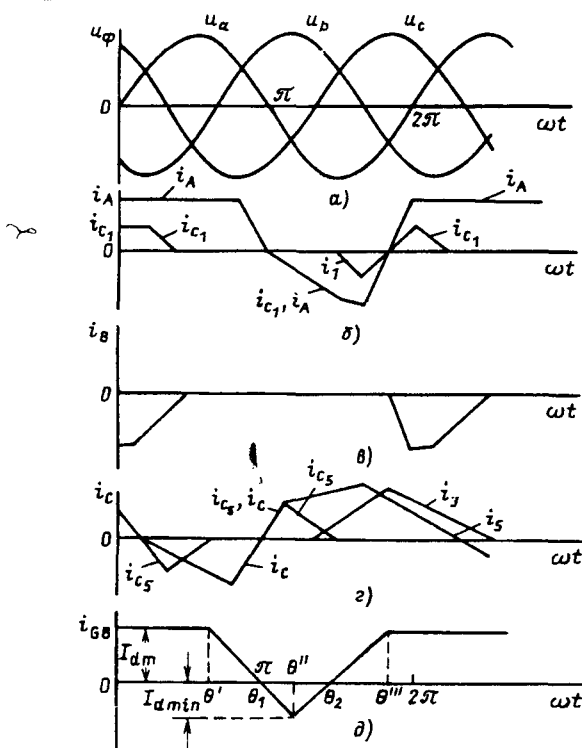


Рис. 2. Линеаризованные кривые токов в ветвях трехфазного выпрямителя

тока i_{GB} определяется отрицательными составляющими полупериодов напряжений u_A и u_C (на рис. 2, в и д токи i_{C5} и i_{GB} в пределах $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$ показаны противоположно направленными, так как ток конденсатора C_5 относительно линии C положителен, а относительно аккумуляторной батареи разрядный).

Применение линеаризации к кривым токов позволяет сравнительно простыми соотношениями аналитически выразить их значения на всех интервалах периода напряжения источника, а затем использовать для оценки энергетических показателей выпрямительных устройств. В качестве примера показана аналитическая запись тока аккумуляторной батареи:

$$i_{GB} = \begin{cases} I_{dm}, & 0 \leq \omega t \leq \theta', \theta''' \leq \omega t \leq 2\pi; \\ I_{dm} [(\theta' - \omega t)/(\theta_1 - \theta') + 1], & \theta' \leq \omega t \leq \theta_1; \\ I_{dm} (\theta_1 - \omega t), & \theta_1 \leq \omega t \leq \theta''; \\ I_{dmin} (\omega t - \theta_2), & \theta'' \leq \omega t \leq \theta_2; \\ I_{dm} (\omega t - \theta_2)/(\theta''' - \theta_2), & \theta_2 \leq \omega t \leq \theta''', \end{cases} \quad (1)$$

где I_{dm} — максимальное положительное значение выпрямленного тока; I_{dmin} — максимальное значение отрицательной составляющей выпрямленного тока; ωt — текущие значения углов изменения напряжений и токов; θ_1, θ_2 — углы перехода выпрямленного тока через нулевые значения; $\theta', \theta'', \theta'''$ — углы, характеризующие моменты изменения выпрямленного тока.

Простейшее масштабирование графика выпрямленного тока может быть осуществлено путем использования показаний магнитоэлектрического амперметра при отключенных конденсаторах.

Хотя анализируемая схема выпрямления имеет существенные недостатки (несимметричная нагрузка источника питания, громоздкость электрических емкостей, повышенный коэффициент формы тока), однако сравнительно простой способ осуществления асимметричного тока не создает каких-либо затруднений для применения его в устройствах заряда аккумуляторных батарей, гальванопокрытий и в других целях [5, 6]. Следует отметить, что рассмотренный способ заряда аккумуляторных батарей нашел широкое применение в локомотивных депо с высоким экономическим эффектом. Кроме того, выпрямители с включенным дополнительным тиристором между катодами схемы рис. 1 и линией B были внедрены на ряде предприятий [5]. В свою очередь, отключение диода 4 преобразует схему рис. 1 в однофазную, которая может обеспечить заряд кислотных и щелочных аккумуляторов также и от осветительных сетей [4, 5]. Углы θ_1 и θ_2 , соответствующие началу перевода тока из зарядного в разрядный и обратному переводу, могут быть установлены из исходного уравнения

$$U_m \sin \omega t - E_{GB} = (R_{GB} + 2R_{VD})i, \quad (2)$$

где U_m — амплитуда напряжения источника; E_{GB} и R_{GB} — ЭДС аккумуляторных батарей и их внутреннее сопротивление; R_{VD} — сопротивление полупроводникового диода.

При $\omega t = \theta_1$ и $\omega t = \theta_2$ ток $i = 0$, следовательно,

$$\theta_1 = \pi - \arcsin E/U_m, \quad \theta_2 = \pi + \arcsin E/U_m. \quad (3)$$

Специфическая особенность видоизменения схемы рис. 1 для однофазного исполнения заключается в том, что в моменты $2\pi - \theta_1 \leq \omega t \leq 2\pi + \theta_1$, т.е. спустя полупериод после разрядного импульса тока ($2\pi \pm \theta_1$), через электрические емкости протекает дополнительная зарядная составляющая тока — при условии $|u| < E$.

Амплитуды зарядного и разрядного составляющих токов могут быть оценены по следующим формулам:

$$I_{m3} = (U_m - E)/(2R_{VD} + R_{GB}), \quad I_{mp} = 2\pi f C U_m, \quad (4)$$

где C — суммарная электрическая емкость двух последовательно соединенных конденсаторов с аккумуляторной батареей.

Продолжительности разрядной θ_p и зарядной θ_z составляющих тока могут быть определены из соотношений

$$\theta_p = \pi - 2 \arccos E/U_m, \quad \theta_3 = \pi + 2 \arccos E/U_m. \quad (5)$$

Определение и уточнение параметров элементов электрических схем должно производиться после установления оптимальных режимов заряда аккумуляторов.

Рассмотренная особенность схем выпрямителей асимметричного тока, а также сложившаяся традиция в изготовлении серийных преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей в какой-то степени игнорируют новое направление в эксплуатации аккумуляторов — широкое применение знакопеременного тока. Требуется серьезное обобщение накопленных результатов применения асимметричного тока с целью выработки единой стратегии в разработке и изготовлении нового класса выпрямителей. Здесь могут быть различные подходы к решению проблемы: создание и производство единых универсальных преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей и при традиционных режимах и асимметричным током либо создание специальных зарядных устройств асимметричного тока.

В ряде случаев первый вариант является более предпочтительным, так как нередко возникает необходимость того и другого режимов. В самом простейшем варианте для этого может быть реализована схема на рис. 1 в несколько видоизмененном виде: обеспечение асимметричного тока осуществляется приведенным вариантом, а для реализации традиционных режимов отключаются конденсаторы C_1 и C_5 ; в целях обеспечения симметричной нагрузки источника питания следует в катодную группу добавить одно плечо с подключением к линии B , а для сохранения традиции серийного производства катодную группу выполнить тиристорной. Но могут быть созданы и более оригинальные схемы выпрямления.

Аналитическое представление выпрямленного тока формулой (1) может быть использовано для определения средних и действующих значений токов на всех участках, а также для всего периода напряжения источника. На отдельных участках схемы рис. 1 средние значения токов характеризуются следующими формулами:

$$0 \leq \omega t \leq \theta' - I_{d_{0-\theta'}} = I_{dm}; \quad (6a)$$

$$\theta' \leq \omega t \leq \theta_1 - I_{d_{\theta'-\theta_1}} = 0,5 I_{dm} (\theta_1 - \theta'); \quad (6b)$$

$$\theta_1 \leq \omega t \leq \theta'' - I_{d_{\theta_1-\theta''}} = 0,5 I_{d \min} (\theta_1 - \theta''); \quad (6b)$$

$$\theta'' \leq \omega t \leq \theta_2 - I_{d_{\theta''-\theta_2}} = 0,5 I_{d \min} (\theta'' - \theta_2); \quad (6r)$$

$$\theta_2 \leq \omega t \leq \theta''' - I_{d_{\theta_2-\theta'''}} = 0,5 I_{dm} (\theta''' - \theta_2); \quad (6d)$$

$$\theta''' \leq \omega t \leq 2\pi - I_{d_{\theta'''-2\pi}} = I_{dm}. \quad (6e)$$

С помощью этих формул может быть вычислено среднее значение тока аккумуляторных батарей (которое может быть измерено магнитоэлектрическим амперметром), а также отношения времени заряда к времени разряда t_3/t_p и отношение амплитуд $I_{dm}/I_{d \min}$. Количество электричества при идеализированных формах кривых токов соответствует реальным осциллограммам, приведенным в [5]. Это позволило подтвердить, что заряд аккумуляторов в случае [5] производился (согласно вычислениям по рис. 2, д) при $t_3/t_p = 4$, $I_{dm}/I_{d \min} = 1,8$.

Вычисление действующего значения выпрямленного тока по изложенной методике позволит определить коэффициент формы, а также ряд других энергетических величин.

Среднее значение выпрямленного тока в соответствии с формулами (6) может быть вычислено как

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{GB} d\omega t = \left\{ I_{dm} [(2\pi + \theta' - \theta''') + 0,5 (\theta_1 - \theta' - \theta_2 + \theta''')] - I_{d \min} (\theta_2 - \theta_1) \right\} / 2\pi. \quad (7)$$

В качестве примера воспользуемся данными из рис. 2: $\theta' = 122^\circ$, $\theta_1 = 182^\circ$, $\theta'' = 225^\circ$, $\theta_2 = 267^\circ$, $\theta''' = 330^\circ$, $I_{dm} = 17$ А, $I_{d \min} = 12$ А, соответствующими результатам расчета [5]. Среднее значение тока в аккумуляторных батареях, вычисленное по формуле (7), составило 8,7 А (в [5] эта величина не указана из-за невозможности оценить ее при весьма сложной реальной форме кривой выпрямленного тока). Большое различие значений токов I_{dm} и I_d характеризуют невысокую эффективность использования электрической энергии источника при заряде аккумуляторов из-за больших продолжительностей фронтов спада и нарастания тока при переходе от зарядной к разрядной составляющей и при обратном переходе; продолжительность фронтов соответствует разности углов $\theta''' - \theta'$, что составляет в данном примере около 58% продолжительности периода напряжения источника.

Продолжительность разрядной составляющей тока может быть существенно сокращена в случае мгновенного изменения его полярности. Сохранив при этом нужное количество электричества в разрядном импульсе, определяемое формулами (6,б) и (6,г) и увеличив его максимальное значение до I_{dm} , существенно можно повысить отношение токов I_{dm}/I_d за счет значительного уменьшения продолжительности разрядной составляющей. При $I_{dm} = I_{d \min}$ в рассмотренном выше примере продолжительность зарядной составляющей достигает 330° , т.е. 91,67% периода напряжения источника, а отношение продолжительностей составит

$t_3/t_p = 11$.

Дальнейшие усовершенствования выпрямителей асимметричного тока очевидно должны проводиться в направлении разработки схемы с технико-экономическими характеристиками, подобными характеристикам классической схемы Ларионова [2, 3, 7, 8].

В качестве одного из примеров реализации схемы Ларионова для получения асимметричного тока рассмотрим схему выпрямителя, приведенную на рис. 3 [9]. На рис. 4 приведены кривые токов в линиях и в нагрузке H (цифры характеризуют номера диодов и тиристоров, проводящих токи).

Катодная группа выпрямителя состоит из диодов 1, 3 и тиристоров 1', 3', полностью управляе-

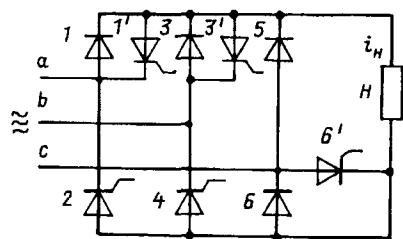


Рис. 3. Трехфазная схема выпрямителя асимметричного тока с полностью управляемым тиристором

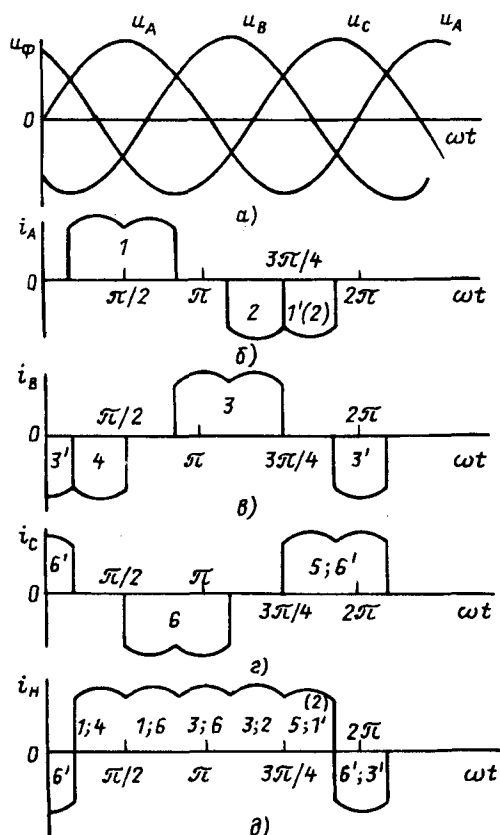


Рис. 4. Кривые токов в линиях трехфазного источника и в нагрузке

мого тиристора 5*, а анодная группа — из тиристоров 2, 4, диода 6 и шунтирующего тиристора 6'. Тиристоры 1' и 3' включены встречно соответственно диодам 1 и 3; в анодной группе диод 6 шунтирован встречно включенным тиристором 6'.

При последовательности чередования фаз А—В—С (рис. 4, а), когда фазное напряжение u_a превышает напряжения u_b и u_c , в катодной группе выпрямителя ток проводит диод 1 (рис. 4, б), а в анодной группе — поочередно тиристор 4 и диод 6 (рис. 4, в, г). В случае превышения фазного напряжения u_b над напряжениями u_c и u_a в катодной группе ток проводится диодом 3, а в анодной группе — поочередно диодом 6 и тиристором 2 (рис. 4, б, в). Очевидно, что в этих интервалах работа выпрямителя не отличается от работы обычной трехфазной схемы выпрямления Ларионова: тиристоры 1' и 3' будут закрытыми, а тиристоры 2 и 4 должны быть открытыми.

Импульс отрицательного тока в нагрузке создается в момент превышения фазным напряжением u_c напряжений u_b и u_a . При этом, в зависимости от продолжительностей проводимостей тиристоров 1', 3' и 6' при закрытых тиристорах 2 и 4 возможны различные соотношения между продолжительностями прямого и обратного токов нагрузки. Действительно, если в момент равенства фазных напряжений u_b и u_c ($\omega t = 270^\circ$) открыть тиристоры 6' и 1', то продолжительность отрицательного импульса будет составлять 60° ; при этом в случае открытия тиристоров 5 и 4 в момент выполнения соотношения $|u_b| \geq |u_a|$ ток в нагрузке будет положительным и, следовательно, отношение продолжительностей положительного и отрицательного токов составит $300^\circ/60^\circ = 5$ (режим этот иллюстрируется рис. 4, в, г). В скобках на рис. 4, б и д указан номер проводящего тиристора 2 вместо 1' при открытом тиристоре 5. Состояния тиристоров и диодов для данного режима работы выпрямителя в пределах периода напряжения трехфазного источника питания характеризует таблица.

Продолжительность работы диодов и тиристоров при двукратном отношении прямого тока к обратному

Интервалы периода напряжения источника	Номера приборов, проводящих ток	Полярность тока нагрузки	Номера открытых тиристоров	Номера закрытых тиристоров
0—30°	6', 3'	обратная	6', 3'	1', 4, 5
30°—90°	1, 4	прямая	4	1', 3', 5, 6'
90°—150°	1, 6	та же	—	1', 3', 5, 6', 2, 4
150°—210°	3, 6	та же	—	1', 3', 5, 6', 2, 4
210°—270°	3, 2	та же	2	1', 3', 5, 6', 4
270°—330°	5, 2	та же	2	3', 6', 4
330°—390°	6', 3'	обратная	6', 3'	1', 4, 5

*В схеме [9] тиристор 5 неправильно отмечен как неуправляемый.

В практике часто пользуются более высокими отношениями продолжительностей прямого тока к обратному. Это достигается открытием тиристоров b' и l' в диапазоне напряжений $u_c > |u_a|$ ($300^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ$) при закрытых других тиристорах (для повышения отношения продолжительностей прямого тока к обратному следует открыть триодный запираемый тиристор 5 до открытия тиристора b'). Например, при открытии тиристоров l' , 4 и b' в момент $\omega t = 315^\circ$ они закроются при $\omega t = 330^\circ$ и продолжительность отрицательного импульса тока составит 15° , а отношение продолжительностей прямого тока к обратному будет равно $315^\circ/15^\circ = 21$.

Авторами работы [10] около 30 лет тому назад был впервые исследован заряд аккумуляторов при отношении времени заряда к времени разряда $t_z/t_p = 20 \div 10$.

Можно уменьшить частоту следования отрицательных импульсов тока с помощью тиристора b' , кратно значениям частоты напряжения питающей сети и увеличивать с помощью триодного запираемого тиристора 5. Первое осуществляется открытием тиристора b' не в каждом периоде напряжения источника, второе — путем включения запираемого тиристора необходимое количество раз в интервале, когда напряжение u_c превышает напряжения u_b и u_a .

Схемой рис.3 обеспечиваются одинаковые токи во всех линиях источника, среднее значение которых

$$I_{дл} = \frac{I_m}{\pi/6} \int_0^{\pi/6} \cos \omega t d\omega t = 0,955 I_m \quad (8)$$

или

$$I_m/I_{дл} = 1,047,$$

где I_m — максимальное значение тока.

Конкретные соотношения между прямым и обратным током нагрузки, а также частота следования отрицательных импульсов обеспечиваются алгоритмом работы устройства, задаваемым блоком управления.

Рассмотренное устройство позволяет реализовать широкий комплекс режимов работы нагрузки, что обеспечивает ему универсальность применения — в гальванотехнике, при заряде аккумуляторов в традиционных режимах и реверсивным током, а также в других случаях. По сравнению с базовыми (ВАКР, ТЕР, ТВР, ТСП и др.) это устройство позволит существенно расширить функциональные возможности при сохранении массогабаритных характеристик серийных выпрямителей, а также, как было показано в [5], увеличить отдачу аккумуляторов по энергии при асимметричном и постоянном токах на 10% за счет снижения ЭДС поляризации в процессе

заряда; при этом увеличится продолжительность разряда до установленного минимального разрядного напряжения.

Специфика заряда аккумуляторных батарей асимметричным током состоит в том, что в течение периода напряжения источника происходит микроциклирование аккумуляторов (заряд—разряд), в результате чего напряжение на них за этот интервал времени изменяется в пределах:

$$u_{GB} = \begin{cases} E + R_{GB} i_z; \\ E - R_{GB} i_p, \end{cases} \quad (9)$$

где E, R_{GB} — ЭДС и внутреннее сопротивление аккумуляторов; i_z, i_p — зарядный и разрядный токи в интервалах каждого периода напряжения источника.

Это следует учитывать при реализации такого зарядного режима в различных системах электропитания.

Заслуживает внимания ряд других устройств для получения асимметричного тока, в которых трехфазные мостовые схемы выпрямления выполнены только на тиристорах [11–13]. В одном из этих изобретений в качестве разрядного дросселя использован мерный соединительный кабель, в другом изобретении разрядная составляющая тока формируется дроссельно-конденсаторными диодными элементами. Наиболее интересным вариантом для практической реализации является изобретение [13], в котором отрицательные импульсы тока в аккумуляторной батарее создаются наложением синусоидального напряжения на выпрямленное с помощью тиристорov в дроссельно-конденсаторной цепи.

К пульсациям выходного напряжения при зарядных процессах аккумуляторов в большинстве случаев не предъявляются жесткие требования. Поэтому вряд ли целесообразно во всех серийных зарядных преобразователях предусматривать сглаживающие дроссели [1], если они существенно не влияют на энергетические показатели самих устройств, и ожидать высоких технико-экономических результатов от создания единой унифицированной серии зарядных преобразователей, которые будут включать широкий комплекс элементов, обеспечивающих высокие требования к зарядным режимам, хотя во многих случаях нет необходимости в их достижении. Эти вопросы требуют широкого обсуждения и выработки перспективной стратегии в создании отечественных зарядных преобразователей.

Целесообразно обновить также стандарты и инструкции по обслуживанию и эксплуатации аккумуляторных батарей с внесением в них новых способов заряда, многие из которых запатентованы отечественными изобретателями.

Конечно, не все изобретения всесторонне обобщены и могут широко внедряться в практику без обстоятельного апробирования. Это относится как к устройствам, так и к способам заряда аккумуляторов. Практическую значимость имеют те предложения, которые легко реализуются в производстве, не нарушают работу источников питания и окружающих приемников электрической энергии, а также позволяют создавать различные зарядные режимы.

Целью большинства изобретений в соответствии с их описаниями является «повышение КПД и расширение функциональных возможностей устройств». К сожалению, в такой общей характеристике патентуемых устройств и, в частности, преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей в ряде случаев первая часть цели «повышение КПД» не отражает действительность. Ведь, как правило, расширение функциональных возможностей достигается введением в устройство дополнительных элементов, также создающих потери энергии, а это, в свою очередь, ведет к понижению КПД устройства, если оно не обеспечивает снижение потребляемой энергии. Ведь КПД выпрямителя в общем случае определяется потерями в диодах и тиристорах, в питающем трансформаторе, в дросселях всех видов и во вспомогательных элементах (системах управления и охлаждения) [7, 8]. Парадокс заключается в том, что авторы в заявках на изобретения, как правило, не представляют сведения о степени повышения КПД их устройств, а экспертиза такой информации обычно не требует.

Не менее важным (если не более) является энергетическая оценка режимов заряда аккумуляторов асимметричным током и сопоставление их с традиционными режимами, которая должна характеризоваться отдачей по энергии:

$$\eta = \frac{\int_0^{t_p} u_p i_p dt}{\int_0^{t_3} u_3 i_3 dt}. \quad (10)$$

Именно это целесообразно ставить целью изобретений на зарядные выпрямительные устройства и способы зарядных режимов.

Кратко рассмотрим также некоторые изобретения, касающиеся более эффективных способов заряда аккумуляторных батарей, но недостаточно просто реализуемых на практике.

Ряд эффективных способов заряда аккумуляторных батарей асимметричным током было предложено осуществлять путем подачи отрицательных импульсов повышенной частоты, а в способе заряда кислотного свинцового аккумулятора [14] с целью увеличения срока службы и сокращения времени обслуживания заряд рекомендовано осуществлять током на частоте 230—235 Гц при соотношениях амплитуд прямого и

обратного токов в пределах $1/1 \div 9/1$ при равных их длительностях. Равные длительности прямого и обратного полупериодов выбраны из соображений простоты зарядного устройства, так как регулирование длительностей импульсов, по мнению авторов изобретения, значительно усложняет электронную схему блока. Было установлено, что использование предлагаемого способа обеспечивает увеличение срока службы на $15 \div 20\%$, удельной емкости — на $10 \div 15\%$ и уменьшение времени зарядки — на $8—12\%$. Очевидно, что создание отрицательных импульсов повышенной частоты требует для этих целей и соответствующих зарядных устройств. Поэтому помимо чисто выпрямительных целесообразно создавать устройства и инверторного типа.

В [15] рассмотрен преобразовательный выпрямитель с входной частотой $47 \div 400$ Гц, предназначенный для заряда аккумуляторных батарей в системах электросвязи, в котором предусмотрен ряд усовершенствований, обеспечивающих снижение уровня шумов, возникающих в устройстве. В [16] рассмотрены некоторые пути снижения типовой мощности однофазных систем заряда аккумуляторных батарей, определяемой зарядной мощностью и КПД источника питания. Схемным решением автору удалось увеличить длительность зарядного тока, что позволило улучшить использование мощности источника за счет снижения мощности искажений.

Все приведенные варианты выпрямительных зарядных устройств составляют ничтожную долю от всего многообразия устройств и способов заряда аккумуляторных батарей. Однако даже этот перечень работ позволяет судить о стремлении к совершенствованию весьма трудоемкого процесса обслуживания химических источников тока. К сожалению, многие новые направления в совершенствовании способов заряда аккумуляторов так и не перешагнули пороги лабораторий, а заряд в массовом масштабе до сих пор проводится в изначально созданных режимах. До сих пор практически отсутствуют научные основы заряда аккумуляторов асимметричным током.

Заключение. 1. Энергетические показатели выпрямительно-преобразовательных устройств в большинстве случаев не должны определяться в отрыве от оценки эффективности функционирования нагрузки; это, в первую очередь, относится к преобразователям для зарядки аккумуляторных батарей, имеющим, как правило, нетрадиционные схемы.

2. Применение асимметричного тока существенно повышает эффективность зарядного процесса аккумуляторных батарей, и поэтому следует по возможности более широко применять в практике этот технологический процесс.

3. Сложные формы кривых выпрямленного тока не всегда позволяют проводить аналитические исследования и расчеты; поэтому в инженерной практике целесообразно пользоваться приближенными методами, основанными на линеаризации исходных данных, итоговые погрешности которых не превышают $6 \div 10\%$.

4. Желательно привлечь опытно-конструкторские и производственные организации к более широкому исследованию эффективности зарядки аккумуляторных батарей асимметричным током с целью выработки оптимальных параметров и режимов для создания серийных преобразовательных устройств.

5. Необходимо разработать стандарты и инструкции по эксплуатации кислотных и щелочных аккумуляторных батарей с применением асимметричного тока и пропагандировать этот прогрессивный способ обслуживания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сафронов А.И. Состояние и перспективы развития преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей.— ЭП. Силовая преобразовательная техника. 1989, вып. 23.
2. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М.Чиженко.— Киев: Техника, 1978.
3. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники.— М.: Высшая школа, 1980.
4. Зорохович А.Е., Бельский В.П., Эйгель Ф.И. Устройства для заряда и разряда аккумуляторных батарей.— М.: Энергия, 1975.
5. Здрок А.Г. Выпрямительные устройства стабилизации напряжения и заряда аккумуляторов.— М.: Энергоатомиздат,

1988.

6. Применение теории электрических цепей для исследования явлений в гальванических ваннах / А.Г.Здрок, А.Н.Симин, С.А.Здрок, А.В.Шамарин.— Электричество, 1993, № 2.

7. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.И.Ковалева и Г.П.Мостковой.— М.: Энергия, 1967.

8. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978.

9. А.с. 1718334 А1 (СССР). Выпрямитель асимметричного тока / А.Г.Здрок. — Оpubл. в Б.И., 1992, № 9.

10. Маслов Н.И., Лисовский Ю.Б. Зарядка аккумуляторных батарей током переменной полярности. — Вестник связи. 1966, № 2.

11. А.с. 9955201 (СССР). Устройство для заряда аккумуляторной батареи / В.Н.Филатов, В.Д.Чучкин, В.Н.Кузьменко.— Оpubл. в Б.И., 1983, № 5.

12. А.с.1099350 (СССР). Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током / В.Н.Филатов.— Оpubл. в Б.И., 1984, № 23.

13. А.с. 1108562 (СССР). Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током / В.Н.Филатов.— Оpubл. в Б.И., 1984, № 30.

14. А.с. 1206862А (СССР). Способ зарядки кислотного свинцового аккумулятора / А.Н.Диденко, С.В.Образцов, Л.Е.Марков, А.Н.Чижев — Оpubл. в Б.И., 1986, № 3.

15. Becker D.I. A 3000 W high frequency, single phase, switchmode type, telecommunications battery charger. «INTELEC'86. Int.Telecommun. Energy Conf. Toronto, Oct. 19—22, 1986, Proc» № 4, 1986.

16. Николаев А.Г. Определение и совершенствование энергетических показателей систем заряда аккумуляторов.— Электричество, 1984, № 11.

[15.11.93]

Автор: Здрок Сергей Александрович в 1983 г. окончил электромеханический факультет Московского энергетического института. Младший научный сотрудник Академии бронетанковых войск.

Неоднородные телеграфные уравнения длинной линии

КОЛЛИ Я.Н.

Если длинная линия находится во внешних электрическом и магнитном переменных полях, то в ней наводится напряжение. Математически это отражается в появлении в дифференциальных уравнениях линии — телеграфных уравнениях — дополнительных известных слагаемых, определяемых этими внешними полями. Показана методика составления дифференциальных уравнений в этом случае. В качестве примера рассчитано переходное затухание между одной фазой высоковольтной линии и двухпроводной линии связи.

Ключевые слова: длинные линии, электрические и магнитные поля, неоднородные телеграфные уравнения, расчет

При решении некоторых задач, например задачи об электромагнитной совместимости, требуется учет воздействия на длинную линию внешних полей: электрического, магнитного и элект-

If an transmission line is in the external electrical and magnetical alternatives fields, then in this line the tension is induced. Mathematically that appear as a supplementary know item. The method of composition of equations is described. As an example the transitional attenuation between an high tension line and the two wires telecommunication line is calculated.

Key words: transmission line, electrical and magnetical fields, heterogeneous telegraphic equations, calculation

ромагнитной волны. Некоторые вопросы рассмотрены в книге Венса [1]. Математически влияние внешних полей учитывается дополнительными слагаемыми в телеграфных уравнениях, т. е.

эти уравнения становятся неоднородными.

Для вывода телеграфных уравнений рассмотрим, как обычно, элемент линии длиной dz с продольным сопротивлением R_0 , индуктивностью L_0 , поперечной проводимостью g_0 , емкостью c_0 на единицу длины. Уравнение по закону Кирхгофа для контура 1—1'—2'—2 запишем следующим образом (рис. 1):

$$-u + R_0 dz i + u + \frac{\partial u}{\partial z} dz = -\frac{\partial \Phi_0}{\partial t} dz, \quad (1)$$

где $\Phi_0' dz$ — магнитный поток, пронизывающий контур.

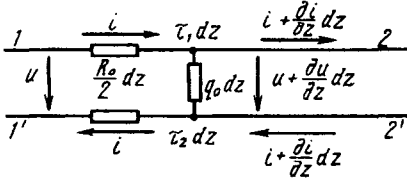


Рис. 1

Этот поток можно представить состоящим из двух частей: 1) части, пропорциональной току в проводах — $L_0 i$ и 2) части Φ_0 , обусловленной внешним источником (внешнее поле).

Тогда вместо (1) имеем

$$\frac{\partial u}{\partial z} + R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} = -\frac{\partial \Phi_0}{\partial t}. \quad (2)$$

Второе телеграфное уравнение получим из закона сохранения заряда (уравнения непрерывности). Окружим провод 1—2 (рис. 2) цилиндрической поверхностью S_1 длиной dz . Токи проводимости через торцевые поверхности будут $-i$ и $i + \frac{\partial i}{\partial z} dz$, ток через боковую поверхность $g_0 dz \left(u + \frac{\partial u}{\partial z} dz \right)$; заряд на поверхности провода $\tau_1 dz$. На основании закона сохранения заряда имеем

$$-i + g_0 dz \left(u + \frac{\partial u}{\partial z} dz \right) + i + \frac{\partial i}{\partial z} dz + \frac{\partial \tau_1}{\partial t} dz = 0. \quad (3)$$

Или, после некоторых сокращений

$$\frac{\partial i}{\partial z} + g_0 u + \frac{\partial \tau_1}{\partial t} = 0. \quad (4)$$

Аналогичные рассуждения можно провести для провода 1'—2'. С учетом выбранных положительных направлений получим

$$\frac{\partial i}{\partial z} + g_0 u - \frac{\partial \tau_2}{\partial t} = 0, \quad (5)$$

где τ_2 — линейная плотность заряда на этом

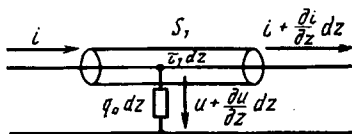


Рис. 2

проводе.

Сложив (4) и (5), получим окончательно:

$$\frac{\partial i}{\partial z} + g_0 u - \frac{\partial T}{\partial t} = 0, \quad (6)$$

где $T = \frac{\tau_1 - \tau_2}{2}$.

Заряды τ_1 и τ_2 определяются потенциалами как проводов исследуемой линии, так и зарядами на других проводах, находящихся рядом, электрическое поле которых влияет на исследуемую линию.

Связь между ними определяется системой формул Максвелла с потенциальными коэффициентами:

$$\alpha_{kl} \tau_l = \varphi_k, \quad (7)$$

где α_{kl} — квадратная матрица потенциальных коэффициентов; τ_l — матрица-столбец линейных плотностей зарядов на проводах; φ_k — матрица-столбец потенциалов проводов.

В данной задаче неизвестны как заряды, так и потенциалы проводов. Поэтому для решения задачи надо написать дополнительные уравнения.

Окружим провода, потенциалы которых не заданы, цилиндрической поверхностью S , длина которой в направлении оси z равна единице. Поток вектора плотности полного тока через эту поверхность равен нулю:

$$\oint_S \left(J + \frac{\partial D}{\partial t} \right) dS = 0. \quad (8)$$

Разобьем этот интеграл на два: от плотности тока проводимости и плотности тока смещения. Пусть провода линии имеют гальваническую связь с землей через активные проводимости g_{kk} . В силу электростатической теоремы Гаусса

$$\oint_S D dS = \sum_k \tau_k. \quad (9)$$

Сумма токов проводимости через каждую торцевую часть поверхности S равна нулю. Сумма токов через боковую часть поверхности S равна сумме токов через проводимости g_{kk} :

$$\oint_S J dS = \sum_k g_{kk} \varphi_k.$$

Тогда вместо (8) можно написать

$$\sum_k \left(\frac{\partial \tau_k}{\partial t} + g_{kk} \varphi_k \right) = 0. \quad (10)$$

Система уравнений (7) и (10) позволяет определить линейную плотность зарядов через заданные потенциалы проводов, оказывающих влияние на исследуемую линию и напряжение между проводами линии. После подстановки этих зарядов в (6) получается второе телеграфное уравнение.

Дальнейшее изложение проведем для трех проводов и при синусоидальном изменении напряжений, пользуясь комплексным представлением

синусоидальных величин.

Пусть провода 1 и 2 — провода линии связи, третий провод — провод a — один из проводов высоковольтной линии, находящийся под заданным потенциалом $\dot{U}_a$.

Система уравнений при синусоидальном режиме для комплексов:

$$\dot{U}_a = \alpha_{aa} \dot{i}_a + \alpha_{a1} \dot{i}_1 + \alpha_{a2} \dot{i}_2; \quad (11)$$

$$\dot{\varphi}_1 = \alpha_{1a} \dot{i}_a + \alpha_{11} \dot{i}_1 + \alpha_{12} \dot{i}_2; \quad (12)$$

$$\dot{\varphi}_2 = \alpha_{2a} \dot{i}_a + \alpha_{21} \dot{i}_1 + \alpha_{22} \dot{i}_2; \quad (13)$$

$$\dot{U} = \dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2; \quad (14)$$

$$g_{11} \dot{\varphi}_1 + g_{22} \dot{\varphi}_2 + j\omega (\dot{i}_1 + \dot{i}_2) = 0. \quad (15)$$

Из этой системы найдем связь между $\dot{T} = \frac{\dot{i}_1 - \dot{i}_2}{2}$, $\dot{U}$ и $\dot{U}_a$:

$$\dot{T} = \frac{\alpha_{aa}}{2T_3} (T_1 \dot{U} + T_2 \dot{U}_a), \quad (16)$$

где

$$T_1 = 2j\omega\alpha_{aa} \frac{g_{11} - g_{22}}{g_{11} + g_{22}} + g_{11} [\alpha_{aa} (\alpha_{11} + \alpha_{12}) - \alpha_{a1} (\alpha_{a1} + \alpha_{a2})] - g_{22} [\alpha_{aa} (\alpha_{22} + \alpha_{12}) - \alpha_{a2} (\alpha_{a1} + \alpha_{a2})];$$

$$T_2 = 2j\omega (\alpha_{a2} - \alpha_{a1}) + (g_{11} + g_{22}) \times$$

$$\times [\alpha_{a2} (\alpha_{11} + \alpha_{12}) - \alpha_{a1} (\alpha_{22} + \alpha_{12})];$$

$$T_3 = j\omega\alpha_{aa} [\alpha_{aa} (\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}) - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})^2] - (g_{11} + g_{22}) [(\alpha_{11}\alpha_{aa} + \alpha_{a1}^2)(\alpha_{22}\alpha_{aa} + \alpha_{a2}^2) - (\alpha_{12}\alpha_{aa} - \alpha_{a1}\alpha_{a2})^2].$$

Если активные проводимости g_{11} и g_{22} положить равными нулю, то выражения для T_i упрощаются:

$$T_1 = 2j\omega\alpha_{aa}; \quad T_2 = 2j\omega (\alpha_{a2} - \alpha_{a1});$$

$$T_3 = j\omega\alpha_{aa} [\alpha_{aa} (\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}) - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})^2].$$

Выражение для $\dot{T}$ в этом случае будет

$$\dot{T} = \frac{\alpha_{aa} \dot{U} + (\alpha_{a2} - \alpha_{a1}) \dot{U}_a}{\alpha_{aa} (\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}) - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})^2}.$$

Если провод a удалять от линии (проводов 1 и 2), то потенциальные коэффициенты α_{a1} и α_{a2} будут стремиться к нулю, а T к выражению

$$\dot{T} = \frac{\dot{U}}{\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}} = C_0 \dot{U},$$

где $C_0 = (\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22})^{-1}$ — погонная емкость двухпроводной линии с учетом влияния земли («рабочая емкость линии»).

Подставим (16) в (6), предварительно записав его для комплексов:

$$\frac{d\dot{I}}{dz} + Y_1 \dot{U} = -\frac{j\omega\alpha_{aa} T_2}{2T_3} \dot{U}_a, \quad (17)$$

$$\text{где } Y_1 = g_0 + j\omega \frac{\alpha_{aa} T_1}{2T_3}.$$

Для получения одного уравнения с одним неизвестным запишем (2) для комплексов, продифференцируем его по z и подставим в него $\frac{d\dot{I}}{dz}$ по (17):

$$\frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial z^2} - Z_0 Y_1 \dot{U} = -j\omega \frac{\partial \dot{\Phi}_0}{\partial z} + Z_0 \frac{j\omega\alpha_{aa} T_2}{2T_3} \dot{U}_a, \quad (18)$$

где $Z_0 = R_0 + j\omega L_0$.

Аналогично получается уравнение для $\dot{I}$:

$$\frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial z^2} - Z_0 Y_1 \dot{I} = -j\omega \frac{\partial \dot{\Phi}_0}{\partial z} Y_1. \quad (19)$$

Воздействие на длинную линию электромагнитной волны и внешнего магнитного поля было рассмотрено ранее [2]. Исследуем теперь влияние внешнего электрического поля. Вместо (18) и (19) имеем

$$\frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial z^2} - Z_0 Y_1 \dot{U} = Z_0 \frac{j\omega\alpha_{aa} T_2}{2T_3} \dot{U}_a; \quad (20)$$

$$\frac{\partial^2 \dot{I}}{\partial z^2} - Z_0 Y_1 \dot{I} = 0. \quad (21)$$

Дальнейшие выкладки произведем на примере воздействия одного провода высоковольтной линии на линию связи. При нескольких проводах надо применить метод наложения. Провод высоковольтной линии диаметром d_0 подвешен на высоте H над поверхностью земли и находится под синусоидальным напряжением U_a частоты f . На расстоянии D от этого провода проложена линия связи с проводами радиусом r_0 , расстоянием между проводами $2a$ и расстоянием h нижнего провода от поверхности земли (рис. 3). Требуется найти напряжение, наводимое в линии связи электрическим полем высоковольтной линии.

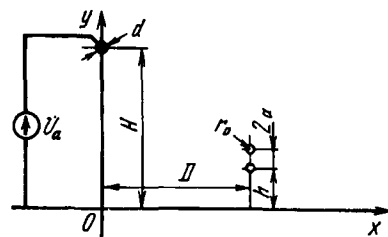


Рис. 3

Потенциальные коэффициенты в этой задаче следующим образом зависят от расстояний:

$$\alpha_{aa} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon} \ln \frac{4H}{d_0}; \quad \alpha_{11} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon} \ln \frac{2(h+2a)}{r_0}; \quad \alpha_{22} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon} \ln \frac{2h}{r_0};$$

$$\alpha_{a1} = \alpha_{1a} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon} \ln \frac{D^2 + (H+h+2a)^2}{D^2 + (H-h-2a)^2}; \quad \alpha_{a2} = \alpha_{2a} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon} \times$$

$$\times \ln \frac{D^2 + (H+h)^2}{D^2 + (H-h)^2}; \quad \alpha_{12} = \alpha_{21} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon} \ln \frac{H+a}{a}.$$

Решение уравнения (20) запишем в виде

$$\dot{U} = A_1 e^{-\gamma_1 z} + A_2 e^{\gamma_1 z} - \dot{U}_a; \quad (22)$$

$$\dot{I} = -\frac{1}{Z_0} \frac{d\dot{U}}{dz} = \frac{1}{Z_{01}} (A_1 e^{-\gamma_1 z} - A_2 e^{\gamma_1 z}), \quad (23)$$

где $\dot{U}_{a1} = \frac{j\omega\alpha_{aa} T_2 U_a}{2T_3 Y_1}$; $Z_{01} = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_1}}$, $\gamma_1^2 = Z_0 Y_1$.

Постоянные интегрирования A_1 и A_2 определим из граничных условий.

При $z=0$ $\dot{U}_a = A_1 + A_2 - \dot{U}_{a1}$; $Z_{01} \dot{I}_1 = A_1 - A_2$.

При $z=l$ $\dot{U} = A_1 e^{-\gamma_1 l} + A_2 e^{\gamma_1 l} - \dot{U}_{a1}$; $Z_{c1} \dot{I} = A_1 e^{-\gamma_1 l} - A_2 e^{\gamma_1 l}$.

Пусть на концах линии включены сопротивления Z_1 и Z_2 , тогда $\dot{U}_1 = -Z_1 \dot{I}_1$ и $\dot{U}_2 = Z_2 \dot{I}_2$ (знак минус определен выбором положительных направлений $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$ — см. рис. 4). Подстановка всех этих соотношений в (22) и (23) приводит к следующему выражению:

$$\dot{U} = \dot{U}_{a1} \left\{ \frac{Z_{c1}}{\Delta_1} [Z_{c1} (\text{sh} \gamma_1 z + \text{sh} \gamma_1 (l-z)) + Z_1 \text{ch} \gamma_1 z + Z_2 \text{ch} \gamma_1 (l-z)] - 1 \right\}, \quad (24)$$

где $\Delta_1 = Z_{c1} (Z_1 + Z_2) \text{ch} \gamma l + (Z_{c1}^2 + Z_1 Z_2) \text{sh} \gamma l$.

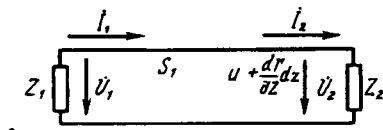


Рис. 4

При согласованной нагрузке линии ($Z_1 = Z_2 = Z_{c1}$)

$$\dot{U} = \dot{U}_{a1} \left[e^{-\frac{\gamma_1 l}{2}} \text{ch} \gamma_1 \left(\frac{l}{2} - z \right) - 1 \right].$$

Напряжение на концах линии:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{a1} \left\{ \frac{Z_{c1}}{\Delta_1} [Z_{c1} \text{sh} \gamma_1 l + Z_1 + Z_2 \text{ch} \gamma_1 l] - 1 \right\}; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{a1} \left\{ \frac{Z_{c1}}{\Delta_1} [Z_{c1} \text{sh} \gamma_1 l + Z_1 \text{ch} \gamma_1 l + Z_2] - 1 \right\}. \end{aligned}$$

Если линия «короткая», то $\text{ch} \gamma_1 l = 1$, $\text{sh} \gamma_1 l = \gamma_1 l$ и

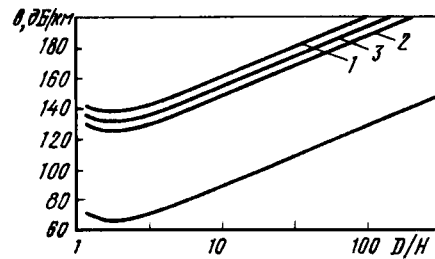


Рис. 5

$$\dot{U} = -\frac{\dot{U}_{a1} Z_1 Z_2 Y_1 l}{Z_1 + Z_2 + (Z_0 + Z_1 Z_2 Y_1) l}.$$

При согласованной нагрузке

$$\dot{U} = -\frac{\dot{U}_{a1} \gamma_1 l}{2}.$$

На рис. 5 представлены результаты расчета переходного затухания $b = -20 \lg (U/U_a)$ дБ/км в зависимости от отношения D/H , при следующих параметрах: $f = 50$ Гц, $H = 10$ м, $d = 30$ см, $r_0 = 3$ мм, $l = 1$ км. Кривая 1: $Z_1 = Z_2 = 10^{12}$ (х.х.), кривая 2: $Z_1 = Z_2 = 1200$, кривая 3: $Z_1 = Z_2 = 600$, кривая 4: $Z_1 = Z_2 = 300$ Ом.

Расчет выполнен программой LINHT2, написанной на языке FORTRAN для среды MS DOS.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Венс Э.Ф. Влияние электромагнитных полей на экранированные кабели / Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1982.
2. Дубышкин А.В., Колли Я.Н. Наведение ЭДС в длинной линии поперечной плоской электромагнитной волной. — Электричество, 1993, № 9.

[10.09.93]

Автор: Колли Яков Николаевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1952 г. В 1955 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему: «К теории измерения комплексных проницаемостей методом длинной линии» в МЭИ. Старший научный сотрудник МЭИ.

Устройство для измерения магнитных потоков, намагничивающих сил и токов

ЗЫКИН Ф.А.

Предложено устройство для измерений магнитных потоков и токов, выполненное на базе пояса Роговского и операционных усилителей. Описана схема интегратора, уменьшающая погрешности, вызываемые инерционностью системы и связанные с динамикой процессов.

Ключевые слова: устройства измерения, магнитный поток, ток, операционные усилители, интеграторы

Наиболее распространенными приборами для измерения магнитных потоков постоянных токов являются баллистические гальванометры или магнитоэлектрические веберметры, которые также нередко используются для измерения электрических зарядов. Во многих случаях эти не столь уж распространенные приборы (в настоящее время заводы России их не выпускают) можно заменить прибором, построенным на операционном усилителе.

Если измерительную обмотку L , пронизываемую измеряемым магнитным потоком Φ , подключить к интегратору (рис. 1), то на выходе операционного усилителя изменение напряжения будет прямо пропорционально изменению потока сцепления магнитного потока, что вытекает из следующего.

Для контура входной цепи операционного уси-

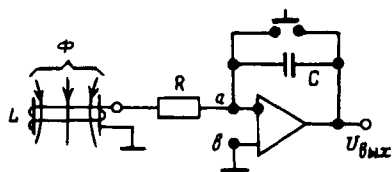


Рис. 1. Принципиальная схема устройства для измерения потока

лителя можно составить уравнение закона Кирхгофа:

$$-w \frac{d\Phi}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt}, \quad (1)$$

где w — число витков измерительной обмотки; i — ток входного контура операционного усилителя и в цепи обратной связи.

Интегрируя это выражение от начала изменения потока до конечного значения (t), получаем:

$$-w \int_0^t d\Phi = R \int_0^t i dt + L \int_0^t di. \quad (2)$$

Так как в начале и в конце интервала при времени t ток равен нулю ($i=0$), то последний интеграл обращается в нуль. Напряжение на вы-

The device for measurement of magnetic flows, magnetomotive forces and currents based on Rogovskii's belt and operational amplifiers is proposed. The circuit of integrator decreasing errors appearing due to system time lag and to dynamics of processes is described.

Key words: measuring instruments, magnetic flow, current, operating amplifiers, integrators

ходе усилителя определяется выражением

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{C} \int_0^t i dt, \quad (3)$$

если при $t=0$ $u_{\text{вых}}(0)=0$. Учитывая, что магнитный поток изменяется от 0 до постоянной величины Φ , из уравнений (2) и (3) имеем:

$$u_{\text{вых}} = \frac{w}{RC} \Phi. \quad (4)$$

Здесь принималось, что при нормальном режиме напряжение на входных зажимах усилителя $U_{ab}=0$ (рис. 1). Однако при переходных процессах на входе усилителя появляются напряжения. Этот эффект вызван инерционностью системы. Появление напряжения на входе усилителя создает паразитный канал для зарядов, так как входное сопротивление усилителя при этом уменьшается, что вызывает дополнительные погрешности измерительного устройства. Особенно недопустимо, чтобы усилитель входил в режим насыщения, что может быть при резких изменениях магнитных потоков.

С целью снижения погрешностей, вызванных динамикой процесса, можно рекомендовать применение устройства, выполненного по схеме рис. 2. При использовании этого устройства наличие емкости C_0 приводит к тому, что напряжение на входе усилителя даже при скачке ЭДС в измерительной обмотке не может измениться скачком, иными словами, входная цепь усилителя создается инерционной, что улучшает работу всего устройства. Наличие емкости C_0 не вносит дополнительных методических погрешностей. Это видно из следующих рассуждений.

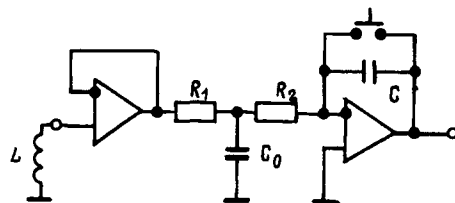


Рис. 2. Принципиальная схема переносного измерителя постоянных токов

При наличии изменяющегося магнитного потока в измерительной обмотке L второй закон Кирхгофа входной цепи записывается в следующем виде:

$$-w \frac{d\Phi}{dt} = R_1 i_1 + R_2 i_2. \quad (5)$$

При изменении магнитного потока от 0 до Φ за время t этому выражению можно придать следующую форму:

$$-\Psi = -w \Phi = -R_1 \int_0^t i_0 dt - (R_1 + R_2) C u_{\text{вых}}. \quad (6)$$

Поскольку в начале и в конце процесса измерения напряжения на емкости C_0 равны нулю, то интеграл $\int_0^t i_0 dt = 0$. Следовательно,

$$u_{\text{вых}} = \frac{\Psi}{(R_1 + R_2) C}. \quad (7)$$

Рассмотренные выводы корректны для случая, когда магнитный поток изменяется в течение времени t , например, от 0 до постоянной величины Φ . Однако в динамических процессах равенство (4) нарушается вследствие того, что второй член правой части уравнения (2) может быть равным нулю. Для исключения погрешностей при использовании такого интегратора для преобразования динамических процессов при наличии переменных составляющих токов можно аналоговый сигнал от измерительной катушки подавать на интегратор через повторитель напряжения (рис. 2).

На этом принципе в лаборатории кафедры ТОЭ и ОЭ Ульяновского политехнического института разработан и создан опытный образец переносного бесконтактного измерителя постоянных токов, типа токовых клещей. Конструктивно такой измеритель выполнен в виде двух шарнирно соединенных рычагов (рис. 3). Плечи 1 являются рукоятками, а плечи 2 представляют две части пояса Роговского, выполненные на твердой неферромагнитной основе. Если пояс Роговского охватывает токопровод с измеряемым постоянным током I , то потокоцепление его складывается из суммы магнитных потоков каждого витка, определяемых уравнением

$$\Phi_k = \mu_0 H_k S \cos \alpha, \quad (8)$$

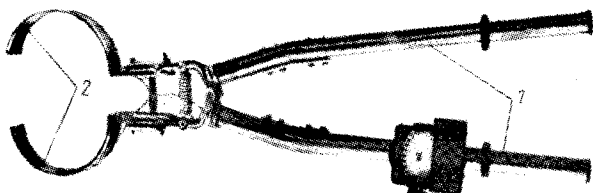


Рис. 3. Опытный образец переносного измерителя постоянных токов

где H_k — напряженность магнитного поля на плоскости k -го витка; S — сечение пояса Роговского; α — угол между векторами H_k и S_k или между вектором H_k и касательной к оси пояса Роговского, т.е. между векторами H_k и dl ; μ_0 — магнитная постоянная.

При плотности намотки витков пояса w_1 (число витков, приходящееся на единицу длины) потокоцепление всех витков пояса, охватывающего токопровода, определится уравнением

$$\Psi = \mu_0 S w_1 \oint_l H_k \cos \alpha dl. \quad (9)$$

Подставляя значение потокоцепления в (7) и принимая во внимание, что

$$\oint H_k \cos \alpha dl = I, \quad (10)$$

получаем

$$u_{\text{вых}} = \frac{\mu_0 S w_1}{(R_1 + R_2) C} I. \quad (11)$$

Таким образом, при охвате токоведущей шины или выносе пояса и замыкании его вне токоведущей шины на выходе интегратора возникает напряжение, прямо пропорциональное измеряемому току. Созданный лабораторный образец настроен для бесконтактного измерения токов до 20 кА с относительной погрешностью, не превышающей 3%.

Ниже показано, что преобразователь, схема которого изображена на рис. 1, может быть использован не только для измерения постоянных токов, но и для токов с более сложной формой кривой.

Пусть ток в шинопроводе имеет постоянную и переменную составляющие во времени:

$$i = I_0 + i(t). \quad (12)$$

Пусть внесение пояса Роговского и замыкание им шинопровода изменяет взаимную индуктивность по произвольному закону $M(t)$ от $M(t)=0$ до $M(t_1)$ — взаимной индуктивности пояса Роговского при полном сцеплении с токопроводом (рис. 4). В этом случае ЭДС, возникающая в обмотке пояса.

$$e = -M(t) \frac{di(t)}{dt} - [I_0 + i(t)] \frac{dM(t)}{dt}. \quad (13)$$

Напряжение на выходе интегратора в интер-

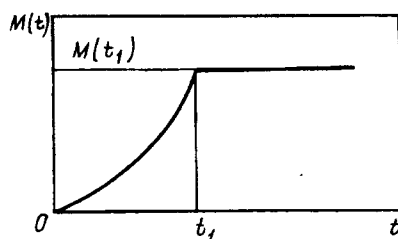


Рис. 4. Зависимость $M(t)$

вале $0 < t \leq t_1$ определится выражением

$$u'_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t e \, dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t M(t) \frac{di}{dt} dt + \frac{I_0}{RC} \int_0^t \frac{dM(t)}{dt} dt + \\ + \frac{1}{RC} \int_0^t i \, dt \frac{dM(t)}{dt} = \frac{M(t)}{RC} [I_0 + i(t)]. \quad (14)$$

Электродвижущая сила и напряжение при $t > t_1$ определяются уравнениями:

$$e = -M(t_1) \frac{di}{dt}; \quad (15)$$

$$u''_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^t e \, dt + u'_{\text{вых}}(t_1) = \frac{M(t_1)}{RC} [I_0 + i(t)]. \quad (16)$$

Из вывода полученных выражений следует, что преобразование тока в аналоговый сигнал в форме напряжения на выходе интегратора производится без искажения с момента смыкания пояса Роговского и не зависит от времени и скорости движения рычагов.

Сравнительно простое электронное аналоговое устройство в виде интегратора с различными приданными входными устройствами может быть использовано для измерения магнитного потока, намагничивающей силы, зарядов, а также для бесконтактного измерения постоянных и пере-

менных токов. Чтобы использовать рассмотренный принцип для бесконтактного измерения переменных токов в стационарных установках, необходимо предусмотреть компенсацию погрешностей, вызываемых дрейфом нуля усилителя. Указанная компенсация может быть осуществлена по способам, описанным в [1, 2];

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. № 1336047 (СССР). Аналоговый интегратор переменного напряжения / Ф.А. Зыкин, М.К. Казаков — Оpubл. в Б.И., 1987, № 33.
2. Зыкин Ф.А., Казаков М.К. Интегратор периодических сигналов. — Изв. вузов. Энергетика, 1988, № 5.

[01.06.93]

Автор: Зыкин Федор Андреевич окончил в 1949 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1990 г. в Московском энергетическом институте защитил докторскую диссертацию на тему: «Новые методы измерения мощности и энергии в энергетических системах с искажающими нагрузками». Профессор кафедры «Теоретические основы электротехники и общей электротехники» Ульяновского государственного технического университета.

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал «Электричество» представляет свои страницы для

— **РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ** отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики

— **ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ** о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах

— **ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ**, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английском языках. Реклама в черно-белом изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: **103012 Москва, К—12, Б. Черкасский пер., 2/10 или 101000 Москва, Главпочтамт, абонементальный ящик № 648.** Телефоны для справок: **924-24-80, 928-88-69.**

Виктор Михайлович Ермоленко

Скончался заслуженный энергетик России, лауреат Ленинской премии Виктор Михайлович Ермоленко.

Ушел из жизни ведущий специалист в области релейной защиты и автоматики энергетических систем, талантливый инженер-новатор, ученый-исследователь, учитель целого поколения инженеров и ученых.

Виктор Михайлович родился 11 декабря 1908 г. в Париже. Его детство и юность прошли в Тбилиси, где он получил техническое образование. Инженерная деятельность В.М. Ермоленко началась в 1931 г. в Теплоэлектропроекте. С 1962 г. он работал в институте «Энергосетьпроект» главным инженером проекта — начальником сектора, руководителем Центрального научно-исследовательской лаборатории релейной защиты и автоматики.

Виктор Михайлович был одним из основоположников теории и практики создания и проектирования релейной защиты и автоматики энергосистем. Неоценимый вклад он внес в разработку и проектирование релейной защиты и автоматики для первых в нашей стране и в мире линий электропередач 400, 500, 750 и 1150 кВ. В 1964 г. вместе с другими специалистами В.М. Ермоленко был удостоен Ленинской премии за выдающиеся работы в области создания релейной защиты дальних передач сверхвысокого напряжения.

Под руководством и при не-



посредственным участием В.М. Ермоленко начинались и были завершены исследовательские и проектные работы по созданию комплексов устройств релейной защиты и автоматики для объектов передач на постоянном токе.

В.М. Ермоленко широко известен в странах ближнего и дальнего зарубежья. Он достойно представлял нашу страну на международных конференциях и симпозиумах. Длительное время был председателем рабочей группы в Международном исследовательском комитете СИГРЭ и МЭК.

Более четверти века Виктор Михайлович занимался педагогической деятельностью на кафедре автоматизации и релейной защиты в Московском энергетическом институте. В 1956 г. ему было присвоено звание доцента, а в 1968 г. — ученая

степень кандидата технических наук.

В.М. Ермоленко — автор ряда печатных трудов, посвященных актуальным проблемам релейной защиты и автоматики, имеет авторские свидетельства на изобретения.

Много сил и энергии было отдано Виктором Михайловичем общественной жизни коллектива, в котором он проработал всю жизнь. Он был членом Научно-технической комиссии по созданию и внедрению новых устройств релейной защиты Госкомитета СССР по науке и технике, где руководил рабочей группой по трансформаторам тока и способствовал внедрению в производство и эксплуатацию новейших разработок. Виктор Михайлович активно работал в научно-техническом обществе, где был членом бюро секции автоматизации систем управления.

В.М. Ермоленко награжден двумя орденами Трудового Красного Знамени и медалями.

Трудолюбие, научная добросовестность, доброжелательность, высокая инженерная квалификация снискали Виктору Михайловичу глубокое и искреннее уважение, признательность и любовь сотрудников, коллег, учеников и друзей, окружавших его всю жизнь.

Светлая память о Викторе Михайловиче навсегда сохранится в сердцах людей, знавших его.

Группа товарищей, друзей, учеников

Первая Всероссийская научная конференция «Токи короткого замыкания в энергосистемах»

В июне 1995 г. намечено проведение первой Всероссийской научной конференции «Токи короткого замыкания в энергосистемах».

Место проведения конференции — Всероссийский выставочный центр, Москва.

Оргкомитет:

Председатель Дьяков А.Ф., д.т.н., проф., чл.-кор. РАН, академик АЭН РФ, президент РАО «ЕЭС России»

Заместитель председателя Антипов К.М., к.т.н., начальник Электротехнического отдела Департамента науки и техники РАО «ЕЭС России»

Заместитель председателя Неклепаев Б.Н., проф. МЭИ, чл.-кор. АЭН РФ

Львов Ю.Н. (секретарь) к.т.н., зав. лабораторией АО «ВНИИЭ»

Акимкин А.Ф., начальник сектора Департамента науки и техники РАО «ЕЭС России»

Слоев В.В., начальник отдела Департамента электрических сетей

Ляшенко В.С., главный инженер института «Энергосетьпроект»

Коган Ф.Л., заместитель главного инженера АО «Фирмы ОРГРЭС»

Усачев Ю.В., начальник службы ЦДУ «ЕЭС России»

Дугин А.И., заместитель главного инженера АО «Мосэнерго»

Эпштейн И.М., главный электрик Атомэнергопроекта

Головко В.П., директор павильона «Электрификация» Всероссийского выставочного центра.

Цель конференции: обсуждение состояния дел по проблеме токов короткого замыкания (КЗ); последствия воздействий КЗ в энергосистемах; положение с соответствием параметров установленного оборудования достигнутым и ожидаемым уровням токов КЗ; рекомендации по ограничению и координации токов КЗ.

Для эффективной работы конференции намечено организовать четыре секции:

1. Аналитические и экспериментальные методы определения токов КЗ.

2. Электродинамическое и термическое действия токов КЗ.

3. Методы и средства ограничения токов КЗ.

4. Последствия коротких замыканий и координация их уровней.

Предлагаемая ориентировочная тематика докладов по секциям:

Секция 1

Методы аналитического определения периодической и апериодической составляющих токов КЗ в начальный и произвольный момент времени. Методы определения ударного значения тока КЗ и степени затухания апериодической составляющей. Учет нагрузки при расчете тока КЗ, учет влияния конденсаторных батарей, синхронных и асинхронных электродвигателей. Токи КЗ в электроустановках с продольной и поперечной компенсацией. Учет распределенных параметров протяженных линий электропередачи. Токи КЗ в земле, тросах и заземляющих устройствах. Влияние нелинейности характеристик элементов электрических систем на токи КЗ. Особенности определения токов КЗ в электроустановках до 1 кВ. Учет параметров электрической дуги, электрических контактов и нагрева проводников при КЗ. Методы расчета токов КЗ в электроустановках постоянного тока. Методы расчета токов КЗ на ЭВМ и ПЭВМ. Математические модели и описания, алгоритмы и программы расчетов, погрешности расчетов. Методы экспериментального определения токов КЗ в электроустановках до и свыше 1 кВ. Организация и проведение промышленного эксперимента. Методы об-

работки статистических данных. Использование анализаторов переходных процессов.

Секция 2

Электродинамические силы в электроустановках. Методы определения электродинамического и термического действий токов КЗ. Проверка жестких и гибких проводников на электродинамическую стойкость при КЗ. Расчет смещений и колебаний проводников при КЗ. Проверка электрических аппаратов на термическую, электродинамическую стойкость и коммутационную способность и проводников на термическую и электродинамическую стойкость. Возгорание кабелей при КЗ, нормирование предельно допустимых температур нагрева.

Секция 3

Методы ограничения токов КЗ, их характеристика и область применения. Средства ограничения токов КЗ и их эффективность. Характеристика токоограничивающих реакторов и схемы их включения. Характеристика трансформаторов с расщепленными обмотками низшего напряжения, токоограничивающих коммутационных аппаратов и различных видов токоограничивающих устройств. Способы ограничения токов КЗ на землю.

Секция 4

Классификация причин и последствия КЗ. Анализ аварий, отказов и пожаров в энергосистемах по причине КЗ. Анализ статистических данных. Методика определения ущербов от КЗ. Проблема риска при работе электрооборудования в зоне нерасчетных параметров. Динамика изменения уровней токов КЗ и параметров электрооборудования. Требования к электрооборудованию и схемам электроустановок. Влияние уровней токов КЗ на стоимость электроустановок, устойчивость и надежность работы энергосистем и их элементов. Оптимизация, прогнозирование и координация уровней токов КЗ. Мероприятия по ограничению последствий коротких замыканий. Плавка гололеда как способ ограничения числа КЗ на воздушных линиях электропередачи. Внедрение тренажерных систем для подготовки персонала к работе в экстремальных условиях и снижения числа КЗ в распределительных устройствах электростанций и подстанций.

Тезисы докладов будут опубликованы к началу работы конференции. Публикация наиболее содержательных докладов будет определена по результатам работы конференции.

Для участия в работе конференции каждому участнику необходимо представить в оргкомитет:

1. Заявку на участие в конференции.

2. Заявку на бронирование места в гостинице.

3. Тезисы доклада (не более 4 стр).

4. Оргвзнос 20 тыс. руб. для каждого участника конференции (орграсходы, редактирование и издание сборника тезисов докладов, издание программы конференции, печатание пригласительных билетов).

Оргкомитет оставляет за собой право отбора и редактирования тезисов докладов.

В феврале—марте 1995 г. участникам будут разосланы пригласительные билеты и программа конференции с указанием точной даты ее проведения.

Оргвзносы с указанием фамилии, имени и отчества участника с пометкой «Конференция токи КЗ» следует переводить в адрес ТОО НЦ ЭНАС. Реквизиты ТОО НЦ ЭНАС: р/с 2467469 в Интерпрогрессбанке г. Москвы, МФО 201508, кор. счет 402161100 в РКЦ ГУ ЦБ РФ г. Москвы, МФО 201791.

Адрес оргкомитета: 103074 Москва, К-74, Китайгородский проезд, 7, заместитель председателя К.М. Антипов (РАО «ЕЭС России»).

Оргкомитет

Первая Всероссийская научная конференция «Токи короткого замыкания в энергосистемах»

В июне 1995 г. намечено проведение первой Всероссийской научной конференции «Токи короткого замыкания в энергосистемах».

Место проведения конференции — Всероссийский выставочный центр, Москва.

Оргкомитет:

Председатель Дьяков А.Ф., д.т.н., проф., чл.-кор. РАН, академик АЭН РФ, президент РАО «ЕЭС России»

Заместитель председателя Антипов К.М., к.т.н., начальник Электротехнического отдела Департамента науки и техники РАО «ЕЭС России»

Заместитель председателя Неклепаев Б.Н., проф. МЭИ, чл.-кор. АЭН РФ

Львов Ю.Н. (секретарь) к.т.н., зав. лабораторией АО «ВНИИЭ»

Акимкин А.Ф., начальник сектора Департамента науки и техники РАО «ЕЭС России»

Слоев В.В., начальник отдела Департамента электрических сетей

Ляшенко В.С., главный инженер института «Энергосетьпроект»

Коган Ф.Л., заместитель главного инженера АО «Фирмы ОРГРЭС»

Усачев Ю.В., начальник службы ЦДУ «ЕЭС России»

Дугин А.И., заместитель главного инженера АО «Мосэнерго»

Эпштейн И.М., главный электрик Атомэнергопроекта

Головко В.П., директор павильона «Электрификация» Всероссийского выставочного центра.

Цель конференции: обсуждение состояния дел по проблеме токов короткого замыкания (КЗ); последствия воздействий КЗ в энергосистемах; положение с соответствием параметров установленного оборудования достигнутым и ожидаемым уровням токов КЗ; рекомендации по ограничению и координации токов КЗ.

Для эффективной работы конференции намечено организовать четыре секции:

1. Аналитические и экспериментальные методы определения токов КЗ.

2. Электродинамическое и термическое действия токов КЗ.

3. Методы и средства ограничения токов КЗ.

4. Последствия коротких замыканий и координация их уровней.

Предлагаемая ориентировочная тематика докладов по секциям:

Секция 1

Методы аналитического определения периодической и апериодической составляющих токов КЗ в начальный и произвольный момент времени. Методы определения ударного значения тока КЗ и степени затухания апериодической составляющей. Учет нагрузки при расчете тока КЗ, учет влияния конденсаторных батарей, синхронных и асинхронных электродвигателей. Токи КЗ в электроустановках с продольной и поперечной компенсацией. Учет распределенных параметров протяженных линий электропередачи. Токи КЗ в земле, трассах и заземляющих устройствах. Влияние нелинейности характеристик элементов электрических систем на токи КЗ. Особенности определения токов КЗ в электроустановках до 1 кВ. Учет параметров электрической дуги, электрических контактов и нагрева проводников при КЗ. Методы расчета токов КЗ в электроустановках постоянного тока. Методы расчета токов КЗ на ЭВМ и ПЭВМ. Математические модели и описания, алгоритмы и программы расчетов, погрешности расчетов. Методы экспериментального определения токов КЗ в электроустановках до и выше 1 кВ. Организация и проведение промышленного эксперимента. Методы об-

работки статистических данных. Использование анализаторов переходных процессов.

Секция 2

Электродинамические силы в электроустановках. Методы определения электродинамического и термического действий токов КЗ. Проверка жестких и гибких проводников на электродинамическую стойкость при КЗ. Расчет смещений и колебаний проводников при КЗ. Проверка электрических аппаратов на термическую, электродинамическую стойкость и коммутационную способность и проводников на термическую и электродинамическую стойкость. Возгорание кабелей при КЗ, нормирование предельно допустимых температур нагрева.

Секция 3

Методы ограничения токов КЗ, их характеристика и область применения. Средства ограничения токов КЗ и их эффективность. Характеристика токоограничивающих реакторов и схемы их включения. Характеристика трансформаторов с расщепленными обмотками низшего напряжения, токоограничивающих коммутационных аппаратов и различных видов токоограничивающих устройств. Способы ограничения токов КЗ на землю.

Секция 4

Классификация причин и последствия КЗ. Анализ аварий, отказов и пожаров в энергосистемах по причине КЗ. Анализ статистических данных. Методика определения ущербов от КЗ. Проблема риска при работе электрооборудования в зоне нерасчетных параметров. Динамика изменения уровней токов КЗ и параметров электрооборудования. Требования к электрооборудованию и схемам электроустановок. Влияние уровней токов КЗ на стоимость электроустановок, устойчивость и надежность работы энергосистем и их элементов. Оптимизация, прогнозирование и координация уровней токов КЗ. Мероприятия по ограничению последствий коротких замыканий. Плавка гололеда как способ ограничения числа КЗ на воздушных линиях электропередачи. Внедрение тренажерных систем для подготовки персонала к работе в экстремальных условиях и снижения числа КЗ в распределительных устройствах электростанций и подстанций.

Тезисы докладов будут опубликованы к началу работы конференции. Публикация наиболее содержательных докладов будет определена по результатам работы конференции.

Для участия в работе конференции каждому участнику необходимо представить в оргкомитет:

1. Заявку на участие в конференции.

2. Заявку на бронирование места в гостинице.

3. Тезисы доклада (не более 4 стр).

4. Оргвзнос 20 тыс. руб. для каждого участника конференции (орграсходы, редактирование и издание сборника тезисов докладов, издание программы конференции, печатание пригласительных билетов).

Оргкомитет оставляет за собой право отбора и редактирования тезисов докладов.

В феврале—марте 1995 г. участникам будут разосланы пригласительные билеты и программа конференции с указанием точной даты ее проведения.

Оргвзносы с указанием фамилии, имени и отчества участника с пометкой «Конференция токи КЗ» следует переводить в адрес ТОО НЦ ЭНАС. Реквизиты ТОО НЦ ЭНАС: р/с 2467469 в Интерпробизнесбанке г. Москвы, МФО 201508, кор. счет 402161100 в РКЦ ГУ ЦБ РФ г. Москвы, МФО 201791.

Адрес оргкомитета: 103074 Москва, К-74, Китайгородский проезд, 7, заместитель председателя К.М. Антипов (РАО «ЕЭС России»).

Оргкомитет

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

Лабунцов В.А., главный редактор, председатель секции (Московский энергетический институт), Бутырин П.А. (Институт высоких температур Российской Академии наук, Москва), Иоссель Ю.Я. (Научно-исследовательский институт постоянного тока, Санкт-Петербург), Комельков В.С. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Нетушил А.В. (Московская государственная академия тонкой химической технологии), Розанов Ю.К. (Московский энергетический институт), Пищиков В.И. (Московский энергетический институт), Тареев Б.М. (Всероссийский институт научной и технической информации, Москва), Толстов Ю.Г. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Чечурин В.Л. (Санкт-Петербургский государственный технический университет).

Научный редактор — Макашкин Б.Д.

Секция электроэнергетики

Мамиконянц Л.Г., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Будзко И.А. (Московский институт инженеров сельскохозяйственного производства), Гельфанд Я.С. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Ершевич В.В. (Проектный и научно-исследовательский институт «Энергосетьпроект», Москва), Митюшкин К.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Морозкин В.П. (Московский энергетический институт), Семенов В.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Совалов С.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Строев В.А. (Московский энергетический институт).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция техники высоких напряжений, электрических аппаратов, трансформаторов

Ларионов В.П., председатель секции (Московский энергетический институт), Белкин Г.С. (Всероссийский электротехнический институт, Москва), Бортник И.М. (Министерство науки и технической политики России), Костенко М.В. (Санкт-Петербургский государственный технический университет), Лизунов С.Д. (Московский электрозавод), Шилин Н.В. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция электрических машин

Иванов-Смоленский А.В., председатель секции (Московский энергетический институт), Данилевич Я.Б. (Всероссийский институт электромашиностроения, Санкт-Петербург), Евсеев Б.Н., заместитель главного редактора журнала, Шакарян Ю.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

Секция электропривода и автоматизации технологических процессов

Слежановский О.В., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт «Электропривод», Москва), Андерс В.И. (Московский энергетический институт), Борцов Ю.А. (Санкт-Петербургский электротехнический институт), Ильинский Н.Ф. (Московский энергетический институт), Шаталов А.С. (Научно-техническое объединение «Антей», Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

МНОГОТАРИФНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ СЧЕТЧИК АЛЬФА ПО ЛИЦЕНЗИИ ФИРМЫ АББ

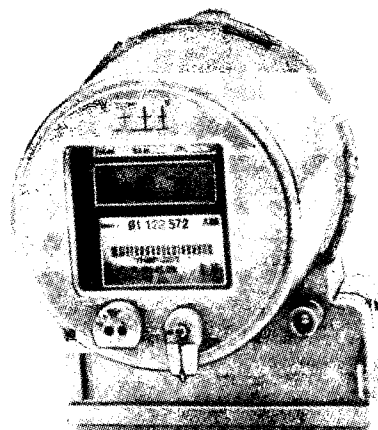
Назначение: Предназначен для измерения активной и реактивной (активной и полной) энергии и мощности в цепях переменного тока в режиме многотарифности.

Функциональные возможности:

- Измерение потребления энергии по 4 тарифным зонам.
- Измерение мощности нагрузки.
- Измерение активной и реактивной (полной) энергии в одном или двух направлениях.
- Запись и хранение профиля нагрузки в течение трех месяцев в памяти счетчика.
- Контроль нагрузки потребителя с возможностью отключения с помощью внешнего реле управления нагрузкой.
- Самодиагностика счетчика раз в сутки и каждый раз при включении счетчика.
- Универсальные возможности связи с автоматическими системами контроля и учета электроэнергии.

Технические характеристики

- Класс точности измерения активной и реактивной (полной) энергии	0.2%
- Количество тарифов	4
- Диапазон измерения токов (трансформаторное включение) (прямое включение)	0.5 мА-24 А 20 мА-120 А
- Рабочее напряжение (фазное) (линейное)	46 - 300 В 80 - 520 В
- Диапазон частот сети	50 Гц +/- 5%
- Рабочий диапазон температур	-40 С +60 С
- Влажность (не конденсирующаяся)	0 - 98%
- Скорость обмена информацией с ЭВМ	300-9600бод
- Гарантийный срок эксплуатации	3 года
- Межповерочный интервал	8 лет
- Срок службы	30 лет



Разработан фирмой АББ на основе современной технологии, с использованием специализированного процессора, позволяющего все этапы преобразований сигнала и вычислений проводить в цифровой форме с высокой степенью точности.

Программирование счетчика и изменение его функциональных возможностей осуществляется с помощью русифицированного программного обеспечения EMFPLUS.

СП "АББ ВЭИ Метроника" организует в г. Москве по заявкам потребителей обучение персонала правилам эксплуатации и ремонта счетчиков АЛЬФА.

АББ ВЭИ Метроника

тел. (095) 956-0543, (095) 362-3108, факс (095) 956-0542
111250, Россия, Москва, ул. Красноказарменная, 12

