

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1994

2

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 — **Макаршин 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, высшей школы 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 научно-исследовательский 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.**



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

2

ФЕВРАЛЬ

1994

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК. Отделение физико-технических проблем энергетики;
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

Интеллектуальные информационные системы в управлении эксплуатацией энергетического комплекса

ДЬЯКОВ А.Ф., ЛЮБАРСКИЙ Ю.Я., МОРЖИН Ю.И., ОРНОВ В.Г., ПОРТНОЙ М.Г.

Рассматриваются интеллектуальные информационные системы (использующие методы искусственного интеллекта), которые были разработаны в рамках двухлетнего координационного плана рабочей группы по экспертным системам Минэнерго.

В 1991 г. завершена двухлетняя научно-техническая программа развития экспертных систем в отечественной энергетике. Рабочая группа Минэнерго по экспертным системам координировала деятельность специалистов ВНИИЭ, Энергосеть-проекта, МЭИ, ОРГРЭС, ВТИ и других организаций. В статье подводятся некоторые итоги работы, намечаются новые направления для приложения усилий специалистов по искусственному интеллекту и технологов-энергетиков.

Основным результатом деятельности рабочей группы является создание экспертных систем промышленного уровня, ориентированных на современные вычислительные средства (два года назад таких систем в отечественной энергетике практически не было). В настоящее время в отрасли созданы условия для возникновения рынка интеллектуальных программных продуктов. Далее приводятся сведения об интеллектуальных системах промышленного уровня и о перспективах их развития. Под термином «интеллектуальные системы» здесь понимаются системы, использующие методы искусственного интеллекта. Важным разделом интеллектуальных систем являются экспертные системы, осуществляющие логические заключения на основе технологических правил.

The intellectual information systems are considered (used artificial intellect methods) those developed in accordance with coordinating plan by the working group on the expert systems of Ministry for Fuels and Energy of Russia.

Экспертные системы для задач АСДУ. Экспертная система планирования ремонтов ВЛ ЭСПЛАР (разработка ЦДУ ЕЭС и ВНИИЭ). Учитывая заявленные условия ремонтов и режимные ограничения, система осуществляет размещение ремонтных интервалов, объясняя свои решения. В работе ЭСПЛАР используются правила, основанные на опыте высококвалифицированных специалистов-диспетчеров. Система используется в ЦДУ ЕЭС, но входящие в ее состав сервисные средства позволяют легко адаптировать систему для использования в любом энергообъединении [1].

Экспертная система для оперативного рассмотрения ремонтных заявок ЭСОРЗ (разработка ВНИИЭ и ЦДУ ЕЭС). Эта система обеспечивает режимную (в аспекте электрических режимов) проработку заявок, связанных с ремонтами ВЛ, трансформаторов, генераторов, реакторов, шин, измерительных трансформаторов, выключателей, устройств противоаварийной автоматики [2].

Рассматривая заявки в соответствии со сложной системой приоритетов, экспертная система учитывает их взаимное влияние, конфигурацию сети, режимные указания, уставки устройств автоматики. На основе развитой системы правил (аккумулирующих опыт специалистов службы электрических режимов ЦДУ ЕЭС) система ЭСОРЗ при-

нимает решения (отказать в заявке, разрешить с теми или иными ограничениями генерирующих мощностей и перетоков), подробно мотивируя в автоматически составляемом протоколе экспертизы принятые решения. Система ЭСОРЗ оснащается развитой интеллектуальной подсистемой мониторинга информации по заявкам, дающей возможность пользователям запрашивать и наблюдать за распределением ремонтных заявок, схемой энергообъединения, набранными по заявкам ограничениями мощностей. Система находится в постоянной промышленной эксплуатации в службе электрических режимов ЦДУ ЕЭС.

Сервисные средства ЭСОРЗ позволяют адаптировать систему для использования в диспетчерских управлениях территориальных энергообъединений. Представляется перспективным развитие ЭСОРЗ в следующих направлениях:

- интеграция экспертной системы с расчетными модулями (прогноз, расчет потокораспределения и др.);

- создание подсистем проработки заявок в аспектах, отличных от электрических режимов (релейная защита, связь, гидрорежимы и др.) и интеграция различных подсистем;

- связь ЭСОРЗ с автоматизированной системой передачи информации по заявкам;

- разработка экспертных систем проработки ремонтных заявок для энергосистем (задача существенно отличная от построения системы для энергообъединений).

Работы по большинству из указанных направлений уже ведутся ВНИИЭ совместно с рядом других организаций.

Экспертная система БЛАНК (разработка Энергосетепроекта и ВНИИЭ) для автоматического составления бланков переключений в распределительных устройствах высоковольтных подстанций доведена до уровня промышленной системы. Система БЛАНК внедрена на ряде предприятий электросетей Мосэнерго; сервисные средства системы позволяют адаптировать ее к условиям других ПЭС или районных энергосистем. Внедрение системы способствует снижению аварийности при операциях в электрических сетях.

Тренажерные экспертные системы. *Экспертная система — тренажер оперативных переключений (разработка ВНИИЭ при участии ЦДУ ЕЭС)* — ТОП предназначена для повышения квалификации оперативного персонала энергосистем, сетевых предприятий, энергообъектов при производстве переключений в высоковольтных распределительных устройствах. Благодаря использованию технологии экспертных систем ТОП является единственной системой этого класса, не требующей предварительного составления сценариев тренировок. Объяснительные возможности ТОП (система поясняет обучаемому допущенные им ошибки) существенно повышают методическое качество этой тренажерной системы [1].

Система ТОП содержит сервисные средства, позволяющие легко адаптировать ее к любым схемам распределительных устройств.

Первая версия системы ТОП-1 (учитывающая правила переключений в первичных сетях, правила, связанные с блокировками, оперативным током, синхронизацией) внедрена в ЦДУ ЕЭС и в ряде энергообъединений и энергосистем (ОДУ Казахстана, Павлодарэнерго, Архангельскэнерго, Днепроэнерго и др.).

Закончена разработка усовершенствованной версии ТОП-2 (с учетом операций в цепях релейной защиты и автоматики и имитацией аварийных режимов), головной образец которой внедрен в ЦДУ ЕЭС, Восточных сетях Мосэнерго, Удмуртэнерго, Кузбассэнерго и в ряде других организаций.

Дальнейшие версии ТОП должны обеспечить интеграцию программы режимных тренажеров для энергосистем с экспертной системой тренажера по переключениям.

Развитие интерфейсных возможностей инструментальных экспертных систем позволяет использовать в тренажерных и обучающих системах натурные изображения (фотографии пультов, мнемосхем, ячеек распределительных устройств); это должно повысить качество обучения.

Построение экспертных систем для АСДУ дает возможность создания тренажерных систем нового класса, направленных на подготовку диспетчерского и оперативного персонала энергообъединений, энергосистем, предприятий электросети. Так, на основе системы ЭСОРЗ может быть разработана тренажерная система для оперативного планирования электрических режимов.

Диагностические экспертные системы. *Экспертная система ЭДИП* (разработка МЭИ и ВНИИЭ) для *диагностики бетонных плотин* используется на Саяно-Шушенской ГЭС. На основе данных измерений и осмотров сооружений система выдает диагностические рекомендации. На первом этапе данные вводятся в ЭДИП вручную. На очереди — стыковка системы ЭДИП с измерительной системой.

Экспертная система ЭОС (разработка ВНИИЭ) входит в состав автоматизированной системы вибрационного контроля гидрогенераторов АЭСВК. Экспертная система выполняет функцию оценки контролируемых параметров, она может использоваться как независимая система-советчик, а также как тренажер для повышения квалификации эксплуатационного персонала. Система внедряется на Саяно-Шушенской ГЭС.

Интеллектуальная информационная система ИНФЭС (разработка ВНИИЭ) содержит эксплуатационную информацию об «истории жизни» гидрогенераторов, выполняет просмотр и отображение информации о дефектах, ремонтах и т. п., выдает рекомендации о целесообразности периодичности профилактических осмотров, об объеме предстоящих ремонтов и пр. [1].

Система поддержки оперативных решений. Использование технологии интеллектуальных и гипертекстовых систем позволило создать новый класс прикладных систем — системы поддержки оперативных решений (СПОР). Такие системы

обеспечивают ввод, коррекцию, хранение, гибкий поиск, отображение эксплуатационной документации. Документация отображается в виде, привычном для эксплуатационного персонала, причем система обеспечивает пользователям удобный переход от одних документов к другим по развитой системе ссылок, «отчеркивание» на полях документов, отмечающее разделы документации, относящиеся к тематике запросов. Осуществить эти функции позволяет представление в семантической сетевой структуре связей между документами, их технологически значимыми фрагментами, зонами видеотерминала.

Первый образец СПОР разработан ВНИИЭ и внедрен в ЦДУ ЕЭС (в качестве справочной системы для режимных указаний в составе АРМ-специалиста по электрическим режимам) и в Восточных сетях Мосэнерго (справочная система по диспетчерской информации). Проводится внедрение СПОР в ряде других организаций.

Системы типа СПОР находятся в начале своего развития. На их основе целесообразно строить АРМ информационных центров предприятий, энергосистем, энергообъединений, совмещая в отображаемых документах нормативно-справочную, оперативную и расчетную информацию. Включая ситуации в объекте управления в число условий поисковых запросов, можно получить реагирующие СПОР, предоставляющие пользователю информацию, релевантную этим ситуациям. Наконец, возможно семантически углубленное представление информации, содержащейся в эксплуатационной документации (например, в инструкциях по управлению эксплуатацией объектов): в этом случае получим класс «советующих» СПОР.

Перспективы развития интеллектуальных систем в отрасли. Рассмотренные экспертные и интеллектуальные системы будут развиваться, повышая свою технологическую «компетенцию», охватывая смежные области. По-видимому, одновременно будет осуществляться интеграция экспертных и интеллектуальных систем с «традиционными» расчетными и информационными системами в гибридные комплексы различного назначения. Результатом такой интеграции в области АСДУ энергосистемами будет создание нового класса автоматизированных рабочих мест для специалистов-технологов; этот класс может быть назван интеллектуальными рабочими местами (ИРМ).

Имеются, однако, направления, где экспертные системы слабо применяются, хотя их использование целесообразно. Практически отсутствуют отечественные экспертные и интеллектуальные системы (по крайней мере, системы промышленного уровня) в энергетическом проектировании. Следует признать явно недостаточным использование технологий экспертных систем для создания тренажерных и обучающих систем.

Разумеется, чисто логические методы применимы в относительно ограниченной области — контроль последовательностей операций, но и здесь возможности далеко не исчерпываются тре-

нажерами переключений. В широко распространенных имитационных тренажерных системах экспертные системы целесообразно использовать для оценки правильности действий обучаемого.

Необходимо обратить внимание на разработку интегральных обучающих систем, обеспечивающих подачу материала для обучения, контроль усвоения материала и выполнения практических упражнений (тренажерные функции).

На интеллектуальные подсистемы могут быть возложены функции общего управления такими интегральными системами, интерфейса с обучаемыми, учитывающего их профессиональные и индивидуальные особенности.

Представляется важным сосредоточить усилия разработчиков на создании экспертных систем, аккумулирующих опыт и знания специалистов по управлению отраслью. Технология интеллектуальных систем обеспечит при этом алгоритмическую гибкость, необходимую при смене методов управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Экспертные системы для энергетики**/ Ю.Я.Любарский, В.М.Надточий, Р.С.Рабинович, В.Г.Орнов, М.Г.Портной.— Электричество, 1991, № 1.
2. **Экспертная система оперативного рассмотрения ремонтных заявок для АСДУ энергообъединениями**/ Ю.Я.Любарский, М.Г.Портной, Р.С.Рабинович, М.А.Левиш, Н.П.Князева.— Электричество, 1991, № 2.

[16.09.92]

Авторы: Дьяков Анатолий Федорович окончил электромеханический факультет Северо-Кавказского горнометаллургического института в 1959 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Концепция работы персонала в системах управления объектами энергетики» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Президент Российского акционерного общества энергетики и электрификации «ЕЭС России».

Любарский Юрий Яковлевич окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1961 г. В 1967 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Вычислительная техника» в Научно-исследовательском институте электроэнергетики (ВНИИЭ). Заведующий лабораторией ВНИИЭ.

Моржин Юрий Иванович окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1973 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Режимы работы электроэнергетических систем» во ВНИИЭ. Заместитель директора ВНИИЭ.

Орнов Владимир Германович окончил электроэнергетический факультет Ташкентского политехнического института в 1959 г. Заместитель главного инженера Центрального диспетчерского управления (ЦДУ) ЕЭС России.

Портной Марлен Гдальевич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1952 г. В 1960 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Ресинхронизация в энергетических системах» в МЭИ. Начальник службы электрических режимов ЦДУ ЕЭС России.

Высокочастотный лавинно-стримерный пробой некоронирующих воздушных промежутков

АРОНОВ М.А., СЕРГЕЕВ Ю.Г.

Предложена модель развития разряда в некоронирующих воздушных промежутках при переменном напряжении в широком диапазоне частот, учитывая накопление объемного заряда. Получены полуэмпирические выражения для расчета критических частот и разрядных напряжений.

A model of discharge development in corona-free air gaps under alternating voltage in a wide frequency range, considering the buildup of volume charge, is presented. Semi-empirical relations for calculation of critical frequencies and breakdown voltages were derived.

Введение. Пробой газовых промежутков в зависимости от их геометрических характеристик, характеристик газа и частоты действующего напряжения может осуществляться в форме многолавиного, лавинно-стримерного и диффузного разряда [1—5]. Многолавиный разряд, характерным примером которого является тлеющий разряд, происходит при малых относительных плотностях газа δ и длинах промежутков L . Для воздуха такой разряд развивается при $\delta L < 10^{-3}$ см. Диффузный пробой характерен для сверхвысоких частот и наблюдается обычно при частотах, существенно превышающих треть критическую.

В данной статье рассмотрен лавинно-стримерный пробой в некоронирующих воздушных промежутках. Характерной особенностью такого пробоя является то, что если условие самостоятельности разряда выполняется по всей длине промежутка или по большей его части, то лавинный процесс обязательно переходит в стримерный, завершающийся пробоем.

Зависимость пробивных или разрядных напряжений (или напряженностей) от частоты для рассматриваемых промежутков имеет характерный вид, представленный на рис 1 [5]. На этой зависимости следует выделить три критических частоты — первую $f_{кр1}$, вторую $f_{кр2}$ и третью $f_{кр3}$.

При частотах, не превышающих $f_{кр1}$, пробив-

ные напряжения некоронирующих промежутков от частоты практически не зависят и могут быть рассчитаны по известному соотношению:

$$U_p = E_n L / K_n, \quad (1)$$

где U_p — пробивное напряжение, кВ; L — длина промежутка, см; K_n — коэффициент неоднородности электрического поля в промежутке; E_n — начальная напряженность, кВ/см, равная пробивной напряженности для некоронирующих промежутков.

В случае промежутков с однородным полем

$$E_n = b \delta + \sqrt{K/a} \sqrt{\delta/L}. \quad (2)$$

Для воздуха $a = 0,2$ см²/кВ, $b = 24,5$ кВ/см, $K = 8,2$. Относительная плотность газа $\delta = p_0/p \times T_0/T$, $p_0 = 101,3$ кПа, $T_0 = 293$ К.

В качестве типичного примера промежутков с неоднородным полем рассмотрим промежуток с радиальным полем, для которого напряженность изменяется по закону

$$E_r = E_{r0} (r_0/r)^m, \quad (3)$$

где E_{r0} — напряженность на поверхности электрода радиуса r_0 , см; E_r — напряженность на эквипотенциальной поверхности радиуса r , см, значение m зависит от формы электрода r_0 [6].

Для такого промежутка согласно [6] напряженность E_n , кВ/см, равна

$$E_n = b \delta \left[1 + \frac{B_m}{(r_0 \delta)^c} \right]. \quad (4)$$

Для воздуха $c = 0,38$. При $m > 0,8$ коэффициент B_m определяется как $B_m = 0,41 + 0,24m$.

В области $f_{кр1} \leq f \leq f_{кр2}$ (рис. 1) пробивное напряжение первоначально снижается с ростом f , а затем становится практически постоянным и равным E_{n1} . Это обусловлено накоплением в промежутке ионов и происходит в том случае, если путь

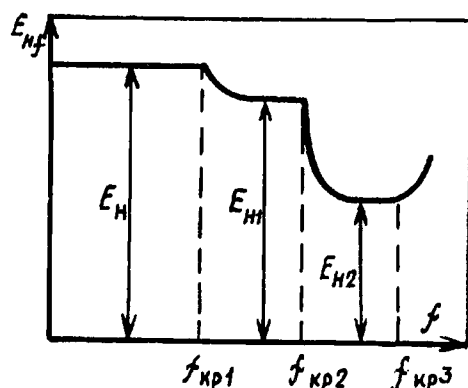


Рис. 1. Стилизованная зависимость E_n от f для промежутков с однородным полем

Δ_n , проходимый ионами за четверть периода изменения напряжения $T/4$, становится меньше половины длины промежутка для однородного поля или меньше размеров зоны ионизации для неоднородного поля. Тогда, определив Δ_n из уравнения дрейфа заряженных частиц

$$dx = K_n E_x \sin \omega t dt, \quad (5)$$

получим, что для однородного поля

$$(fL)_{\text{кр}1} = K_n E_n / \pi, \quad (6)$$

а для радиального поля

$$(fL)_{\text{кр}1} = \frac{K_n E_n}{\pi} \left(\frac{L}{2r_0} \right) \frac{m+1}{\left(\frac{E_n}{b\delta} \right)^m - 1}. \quad (7)$$

Здесь K_n — коэффициент подвижности ионов.

В области $f_{\text{кр}1} < f < f_{\text{кр}3}$ (рис. 1) происходит новое снижение пробивного напряжения с ростом f до некоторого постоянного значения E_{n2} . Это обусловлено тем, что электроны не успевают за четверть периода изменения напряжения $T/4$ покинуть промежуток для однородного поля или зону ионизации для неоднородного поля. Тогда значение $(fL)_{\text{кр}2}$ может быть оценено по соотношениям (6) и (7) при замене K_n на $K_e/2$ в (6) и K_n на K_e в (7), где K_e — подвижность электронов.

Расчеты $(fL)_{\text{кр}}$ по (6) и (7) всегда дают заниженные значения по сравнению с экспериментальными данными, так как при их выводе не учтено, что ионы уходят из промежутка не только под воздействием внешнего поля, но и вследствие воздействия собственного поля ионов. Кроме того, поле ионов должно стать соизмеримым с внешним полем. Для учета этих факторов предлагаются следующие модели развития разряда.

Модель развития разряда при $f \geq f_{\text{кр}1}$. Процессы, происходящие в промежутке при возникновении и развитии разряда, могут быть описаны следующей системой уравнений:

$$\frac{dN_e}{dt} = \left(\frac{dN_e}{dt} \right)_n + \left(\frac{dN^-}{dt} \right)_{\text{разв}} + \left(\frac{dN_e}{dt} \right)_{\text{рек}} + \text{div}(N_e v_e) + \text{div}(D_e \nabla N_e); \quad (8a)$$

$$\frac{dN^+}{dt} = \left(\frac{dN^+}{dt} \right)_n + \left(\frac{dN}{dt} \right)_{\text{рек}} + \text{div}(N^+ v^+) + \text{div}(D^+ \nabla N^+); \quad (8б)$$

$$\frac{dN^-}{dt} = \left(\frac{dN_e}{dt} \right)_{\text{пр}} + \left(\frac{dN^-}{dt} \right)_{\text{разв}} + \left(\frac{dN^-}{dt} \right)_{\text{рек}} +$$

$$+ \text{div}(N^- v^-) + \text{div}(D^- \nabla N^-); \quad (8в)$$

$$\nabla^2 \varphi = -(N^+ - N^- - N_e) e_0 / \epsilon_0; \quad (9)$$

$$\gamma_0 \left[\exp \left(\int_0^L \alpha dx \right) - 1 \right] \geq 1. \quad (10)$$

Здесь (8a) — уравнение непрерывности плотности электронов N_e ; (8б) и (8в) — уравнения непрерывности плотности положительных N^+ и отрицательных N^- ионов; (9) — уравнение Пуассона; (10) — условие самостоятельности разряда. В системе уравнений (8)–(10) приняты также следующие обозначения: v_e, v^+, v^- и D_e, D^+, D^- — скорости и коэффициенты диффузии электронов, положительных и отрицательных ионов; φ — потенциал; e_0 — заряд электрона; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; α — коэффициент ударной ионизации; γ_0 — коэффициент вторичной ионизации, обусловленной процессами на катоде. Индексы характеризуют следующие процессы: и — ионизация газа электронами; рек — рекомбинация ион-ионная и электрон-ионная; разв — развал отрицательных ионов; пр — прилипание электронов.

Решение данной системы уравнений представляет значительные трудности, поэтому ограничимся рассмотрением упрощенной модели процесса для частного случая — промежутка с однородным полем.

В таком промежутке можно выделить три области (рис. 2, а): центральную или внутреннюю область шириной $L_n = L - 2\Delta_n$, уход из которой ионов за счет дрейфа во внешнем электрическом

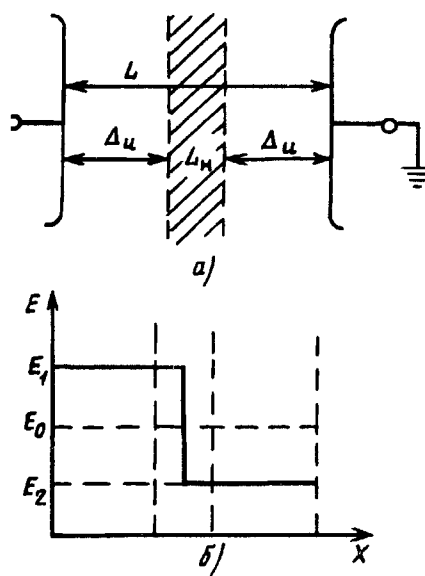


Рис. 2. Расчетная модель промежутка с однородным полем при высокочастотном пробое (а) и принятое распределение электрического поля в нем (б)

поле невозможен, т. е. в этой области происходит накопление ионов, и приэлектродные или внешние области шириной Δ_n каждая, накопление ионов в которых невозможно.

Увеличение количества ионов во внутренней области промежутка происходит в результате ударной ионизации газа электронами, первоначально появляющимися при развале отрицательных ионов.

Уменьшение количества ионов во внутренней области промежутка происходит при их рекомбинации, уходе в результате их электростатического расталкивания в собственном результирующем поле и диффузии. Так как влияние ионов на процессы в промежутке может быть ощутимо только при соизмеримости внешнего поля с результирующим полем ионов, то вклад диффузии в уход ионов из промежутка существенно меньше, чем электростатического расталкивания, и диффузией можно пренебречь.

Если учесть, что скорость дрейфа электронов существенно больше чем ионов, а продолжительность ударной ионизации составляет весьма малую часть длительности полупериода изменения напряжения, то можно считать, что процессы ионизации протекают мгновенно. Все электроны при этом уходят из промежутка. Следовательно в уравнении непрерывности плотности электронов (8а) можно пренебречь рекомбинацией электронов и временем их дрейфа. Так как уход ионов из внутренней области обусловлен полем положительных ионов, то уход отрицательных ионов невозможен и следовательно $\text{div}(N^- v^-)$ в уравнении (8в) равна нулю.

Допустим, что для рассматриваемой модели процесса плотность ионов во внутренней области везде одинакова, но картина электрического поля, создаваемого ими, такова, как если бы они были сосредоточены на гипотетической плоскости в центре промежутка (рис. 2,б). Тогда для рассматриваемой модели разряда из системы уравнений (8)–(10) с использованием указанных выше упрощений можно получить следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} N^- &= \frac{N^- \beta_1}{L_n \alpha_1^2} \left[\eta_1 + \frac{\alpha_1 \eta_2}{\alpha_2} \left(e^{\frac{\alpha_2 L_n}{2}} - 1 \right) \right] e^{\frac{\alpha_1 L_n}{2}} + \frac{N^- \beta_2 \eta_2}{L_n \alpha_2^2} \times \\ &\times \left(e^{\frac{\alpha_2 L_n}{2}} - 1 \right); \\ N^- &= \frac{N^- \beta_1}{L_n \alpha_1} e^{\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} L_n} + \frac{N^- \beta_2}{L_n \alpha_2} \left(e^{\frac{\alpha_2 L_n}{2}} - 1 \right); \\ N^- &= N^- \exp(-0,5 \alpha_p N^+ T); \\ N^+ &= \frac{\epsilon_0}{\epsilon_0 L_n} \sqrt{\frac{K \delta}{a L} - (E_0 - b \delta)^2}; \\ N_n^+ &= N^+ \left(\frac{1}{1 - \frac{N^+ K_n \epsilon_0}{\epsilon_0 f}} - 1 \right). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

В (11) приняты следующие обозначения, кроме тех, которые указаны выше: N^- , N_n^+ — плотности отрицательных и избыточных положительных ионов, генерируемых за $T/2$; N_n^+ — плотность положительных ионов, теряемых за $T/2$; N^- — плотность отрицательных ионов, остающихся в промежутке через $T/2$ после их возникновения; N_n^+ — плотность избыточных положительных ионов, необходимая для выполнения условия самостоятельности разряда по всей длине промежутка при напряженности E_0 ; $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \eta_1, \eta_2$ — коэффициент ударной ионизации, развала и прилипания соответственно для первой и второй областей зоны накопления $L_n = L - 2\Delta_n$; α_p — коэффициент ион-ионной рекомбинации; N^+ — плотность избыточного заряда положительных ионов в момент зажигания разряда;

$$N^+ = \epsilon_0 (E_1 - E_0) / (L_n \epsilon_0); \quad (12)$$

E_1, E_2 , и E_0 — напряженности (см. рис. 2,б), причем

$$\left. \begin{aligned} E_1 + E_2 &= 2E_0; \\ 2E_0 - b\delta &\geq E_1 > b\delta. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Коэффициент ударной ионизации при напряженности E

$$\alpha = a \delta^{-1} (E - b \delta)^2. \quad (14)$$

Значения a и b для воздуха указаны выше.

Результаты расчетов зависимости начальной (в нашем случае пробивной) напряженности E_{nf} от частоты f дают удовлетворительное согласие с данными экспериментов при частотах, близких к f_{kp1} .

Минимальное значение пробивной напряженности E_{n1} , кВ/см, которое достигается при $f_{kp1} \ll f < f_{kp2}$, можно оценить из выражения для N_n^+ системы уравнений (11) с учетом (12), (13) и (2). Для воздуха зависимость E_{n1} от L имеет вид

$$E_{n1} = E_n - A \sqrt{K/a} \sqrt{\delta/L}. \quad (15)$$

Из расчетов следует, что $A=0,14$, однако лучшее согласие с данными экспериментов получается при $A=0,19$. Тогда окончательно для воздуха имеем

$$E_{n1} = E_n - 1,2 \sqrt{\delta/L}. \quad (15a)$$

Расчетные зависимости E_n , E_{n1} от L при $\delta=1$ даны на рис. 3.

Для промежутков с радиальным полем минимальная начальная напряженность E_{n1} , кВ/см, при

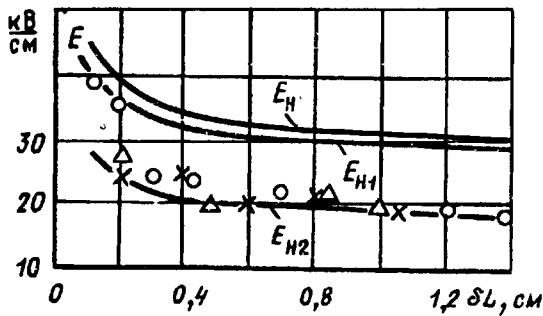


Рис. 3. Зависимости пробивных (начальных) напряженностей от длины воздушного промежутка с однородным полем при частотах, не превышающих $f_{кр3}$; экспериментальные данные: о — 1,43 МГц и Δ — 2,2 МГц авторов; \times — 5,0 МГц [4]; расчетные зависимости: E_N — по (2); E_{N1} — по (15a); E_{N2} — по (24)

$f \gg f_{кр1}$ может быть оценена по полуэмпирической формуле, составленной для воздуха на основе соотношения (4):

$$E_{N1} = 24,5 \delta \left[1 + 0,58 \frac{0,41 + 0,24m}{(r_0 \delta)^{0,38}} \right]. \quad (16)$$

Отметим, что расчеты по (15a) и (16) дают удовлетворительные результаты при $2f_{кр1} < f \leq f_{кр2}$ (рис. 3).

Согласно расчетам $N_n^+ \rightarrow \infty$ при $N^+ \geq N_n^+$. Тогда из выражения для N_n^+ системы уравнений (11) можно получить соотношение для определения $(fL)_{кр1}$ промежутков с однородным полем:

$$(fL)_{кр1} = \frac{K_n E_N}{\pi} \left[1 + \pi \left(1 - \frac{b\delta}{E_N} \right) \right]. \quad (17)$$

На основании анализа экспериментальных данных для промежутков с неоднородным полем параметр $(fL)_{кр1}$ можно определить по соотношению (17) с заменой в нем $(fL)_{кр1}$ на $(fL)_{кр1}/K_n$. На рис. 4 показаны соответствующие расчетные за-

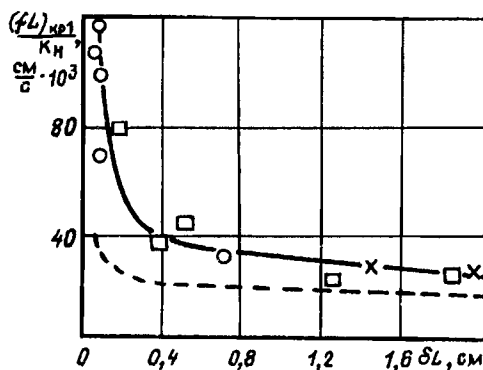


Рис. 4. Зависимость $(fL)_{кр1}/K_n$ от δL при различных значениях K_n для воздушных промежутков; экспериментальные данные [5] при $\delta = 1$: о — однородное поле; \times — коаксиальные цилиндры, $K_n = 1,5$; \square — шар-шар, $K_n = 1,1$; расчетные зависимости: — — по (17); --- — по (6)

висимости и экспериментальные данные. Для сравнения на рис. 4 приведена расчетная зависимость для $(fL)_{кр1}$, построенная по выражению (6), из анализа которой следует, что реальное снижение E_{Nf} наблюдается при частотах, значительно выше тех, которые следуют из выполнения условия начала накопления избыточного положительного заряда в промежутке.

Модель развития разряда при $f \geq f_{кр2}$. При таких частотах часть электронов, возникающих в промежутке в результате ионизации в данный полупериод изменения напряжения, не успевает его покинуть к моменту прекращения ионизации и прилипает к молекулам газа, образуя отрицательные ионы. В следующий полупериод изменения напряжения возможен развал этих ионов. При этом электроны могут стать инициаторами новых электронных лавин. В результате разряд станет самостоятельным, что может привести к пробую промежутка при напряжениях, более низких, чем при $f < f_{кр2}$. Эффект участия электронов, возникающих при развале отрицательных ионов, в иницировании лавин может быть учтен путем введения в условие самостоятельности разряда коэффициента вторичной ионизации γ_e . Следовательно условие самостоятельности разряда (10) в данном случае может быть записано для однородного поля в виде

$$(\gamma_0 + \gamma_e) \exp(\alpha L_e) \geq 1, \quad (18)$$

где L_e — путь, проходимый электронной лавиной за время ее существования.

Если полем объемного заряда лавин пренебречь, что на начальном этапе накопления объемного заряда справедливо, и принять, что напряженность в промежутке изменяется по закону $E = E_0 \sin \omega t$, то используя уравнение (5), получаем

$$L_e = \frac{2K_e E_0}{\omega} \cos \omega t_0, \quad (19)$$

где $t_0 = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{b\delta}{E_0} \right)$ — время момента старта электронной лавины.

Коэффициент γ_e , очевидно, равен отношению числа электронов, иницирующих лавины в данный полупериод, к числу электронов, созданных исходной лавиной в предшествующий полупериод изменения напряжения. Если коэффициент развала отрицательных ионов принять равным единице, то убыль ионов, а следовательно и иницирующих электронов, будет определяться только ион-ионной рекомбинацией. Так как при лавинной ионизации возникает равное количество положительных и отрицательных зарядов, то из уравнения рекомбинации следует, что

$$\gamma_e = N/N_0 = (1 + \alpha_p N_0 t_p)^{-1}, \quad (20)$$

где N_0 — концентрация ионов перед началом рекомбинации; $t_p = 2t_0$ — время рекомбинации.

Если допустить, что все заряды лавины сосредоточены в ее головке радиусом

$$r_L = \sqrt{4D_e t_L}, \quad (21)$$

где D_e — коэффициент диффузии электронов; $t_L = T/2 - 2t_0$ — время развития лавины, то

$$N_0 = e^{\alpha L_e} \left(\frac{4}{3} \pi r_L^3 \right)^{-1}. \quad (22)$$

Практически ощутимое влияние γ_e на развитие разряда будет иметь место, если $\gamma_e \geq \gamma_0$. С учетом этого из (18)–(22) получим уравнение, дающее связь $f_{кр2}$ с параметрами промежутка при $E_0 = E_n$:

$$\begin{aligned} 688 \frac{E_n}{(fL)_{кр2}} \sqrt{1 - \left(\frac{bd}{E_n} \right)^2} = 25,5 - 0,5 \ln f + \\ + \ln \frac{\left(\pi - 2 \arcsin \frac{bd}{E_n} \right)^{3/2}}{\arcsin \frac{bd}{E_n}}. \end{aligned} \quad (23)$$

На рис. 5 приведены результаты расчетов по (23) и экспериментальные данные зависимости $\sqrt{f_{кр2}}$ от \sqrt{L} .

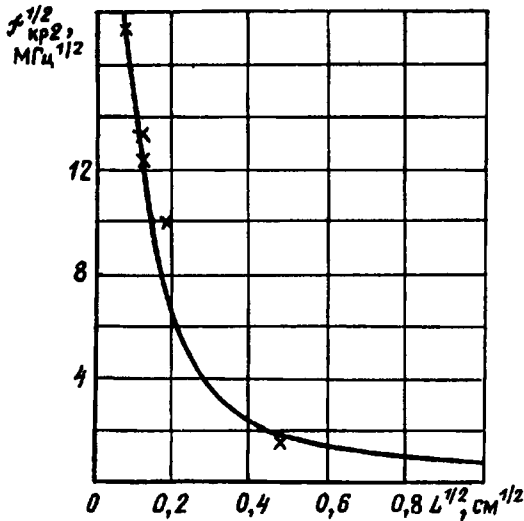


Рис. 5. Зависимость $\sqrt{f_{кр2}}$ от \sqrt{L} для воздушного промежутка с однородным полем при $\delta=1$, экспериментальные данные: о — [3]; × — авторов; расчетная зависимость: — по (23)

Что касается минимальных значений пробивной напряженности $E_{н2}$ при $f_{кр2} < f < f_{кр3}$, то для интервала частот $3f_{кр2} < f < f_{кр3}$ их можно оценить

для однородного поля в воздухе по выражению, которое получено из (15а) введением поправочного множителя $A_1 = 0,6 \div 0,7$:

$$E_{н2} = (0,6 \div 0,7) (E_n - 1,2 \sqrt{\delta/L}). \quad (24)$$

Расчетная зависимость $E_{н2}$ от L , построенная по (24), а также экспериментальные данные приведены на рис. 3.

Выводы. В предложенных моделях предпринята попытка более полно учесть элементарные процессы в воздушных некоронирующих разрядных промежутках, влияющие на значения пробивных напряженностей при частотах, не превышающих $f_{кр3}$. Полученные расчетные выражения позволяют оценить значения $f_{кр1}$ и $f_{кр2}$ для таких промежутков, а также возможные снижения пробивных напряженностей в диапазонах частот $f_{кр1} \div f_{кр2}$ и $f_{кр2} \div f_{кр3}$. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных показывает, что расчетные оценки согласуются с данными экспериментов и могут использоваться для определения необходимых значений длин воздушных промежутков в высокочастотных изоляционных конструкциях высокого напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мик Дж.М., Крэге Дж.Д. Электрический пробой в газах: Пер. с англ.— М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1960.
2. Райзер Ю.П. Физика газового разряда.— М.: Наука, 1992.
3. Френсис Г. Ионизационные явления в газах: Пер. с англ.— М.: Атомиздат, 1964.
4. Сканди Г.И. Физика диэлектриков (область сильных полей).— М.: Госфизматиздат, 1958.
5. Электрические разряды в воздухе при напряжении высокой частоты/ М.А.Аронов, Е.С.Колечицкий, В.П.Ларионов и др.— М.: Энергия, 1969.
6. Разевиг Д.В., Соколова М.В. Расчет начальных и разрядных напряжений газовых промежутков.— М.: Энергия, 1977.

[07.04.92]

Авторы: Аронов Михаил Александрович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1953 г. В 1964 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследования характеристик открытой электрической дуги и их практическое использование». Доцент кафедры техники и электрофизики высоких напряжений МЭИ.

Сергеев Юрий Георгиевич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1959 г. В 1968 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам коронного и искрового разряда при высоких напряжениях в радиочастотном диапазоне. Доцент кафедры техники и электрофизики высоких напряжений МЭИ.

Ограничение перенапряжений, возникающих при коммутациях индуктивных цепей вакуумными выключателями

БАЗУТКИН В.В., ЕВДОКУНИН Г.А., ХАЛИЛОВ Ф.Х.

Приведены результаты экспериментов в распределительных сетях по изучению перенапряжений при коммутациях вакуумного выключателя. Обсуждены практические способы решения проблемы ограничения этих перенапряжений.

The results of the experiments, which were carried out in a distribution power system to investigate the surges due vacuum circuit breaker operation, are presented. Some practical methods for solving the problem of the limitation of these surges are discussed.

Вакуумные выключатели (ВВ) типа ВВТЭ-10 предназначены для коммутации электрических цепей при нормальных и аварийных режимах в сетях трехфазного переменного тока с изолированной нейтралью частоты 50 и 60 Гц с номинальным напряжением до 35 кВ. Эти выключатели обладают высоким коммутационным и техническим ресурсом (около 30000 циклов при номинальном токе, 100 циклов при токах КЗ 10 кА, 50 циклов при токах КЗ 20 кА), высокой надежностью (срок службы до первого среднего ремонта 10 лет), требуют минимума обслуживания в эксплуатации, характеризуются взрыво- и пожаробезопасностью, отсутствием загрязнения окружающей среды, малыми массой и габаритами, малыми временем горения дуги и ходом контактов, бесшумностью, отсутствием окисления контактных поверхностей, практической независимостью от климатических условий, устойчивостью к вибрациям и др. [1].

Однако, как указывается в [2–10], длительное

время опасения вызывала возможность среза тока в ВВ. Величина последнего в основном зависит от материала контактов. Для контактов из сплава хром-медь ток среза не более 5 А, что, по мнению авторов [1], не требует специальной защиты от возникающих перенапряжений.

В [2] основной проблемой ВВ считается возможность среза тока 10–50 А и возникающие при этом перенапряжения. В проведенных экспериментах по отключению ненагруженных трансформаторов отмечено многократное срабатывание разрядников с пробивным напряжением около $5,5U_{\phi}$.

В [3] также указывается, что основной причиной возникающих перенапряжений является срез тока. Авторы [4–6] считают срез тока основным механизмом возникновения опасных перенапряжений при коммутациях трансформаторов дуговых печей. В [7] и в некоторых зарубежных источниках [8–10] механизм многократных повторных зажигания считается основой возникновения перенапряжений

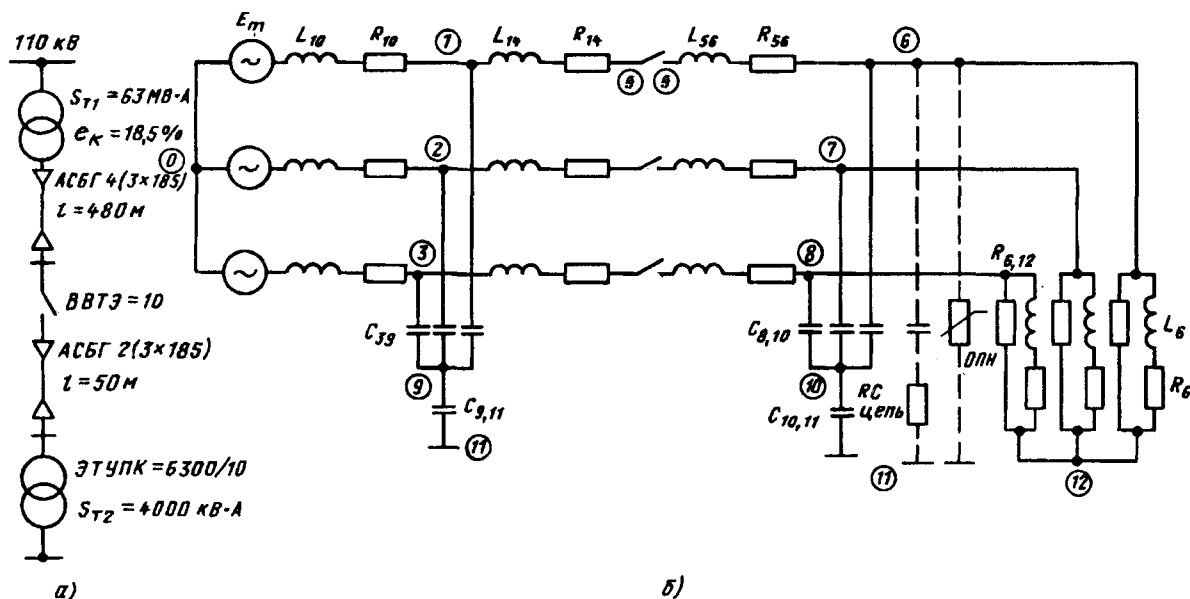


Рис. 1. Принципиальная (а) и расчетная (б) схемы исследуемой сети. Параметры схемы замещения: $E_M = 6,3\sqrt{2}/\sqrt{3}$; $L_{10} = 6,5 \cdot 10^{-4}$ Гн; $R_{10} = 10^{-2}$ Ом; $L_{14} = 1,4 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R_{14} = 10^{-2}$ Ом; $L_{56} = 2,9 \cdot 10^{-6}$ Гн; $R_{56} = 2 \cdot 10^{-3}$ Ом; $C_{3,9} = 1,2 \cdot 10^{-6}$ Ф; $C_{9,11} = 4,4 \cdot 10^{-6}$ Ф; $C_{8,10} = 6,3 \cdot 10^{-8}$ Ф; $C_{10,11} = 2,3 \cdot 10^{-7}$ Ф

при работе вакуумного выключателя.

Ниже в статье приводится теоретический и экспериментальный анализ перенапряжений, возникавших при коммутациях печного трансформатора $U=6$ кВ, $S=4000$ кВ·А вакуумным выключателем ВВТЭ-10.

На рис. 1 приведены принципиальная и расчетная схемы замещения исследованной цепи с вакуумным выключателем. Цифрами в кружках отмечены номера узлов, которые в дальнейшем используются в качестве индексов для обозначения соответствующих токов и напряжений. В схеме рис. 1 питающие кабели представлены цепными схемами с удельными параметрами $x_1 = 0,073$ Ом/км; $R_1 = 0,18$ Ом/км; $C_1 = 0,625$ мкФ/км; $C_0 = 0,343$ мкФ/км, причем емкость в нейтрали C_N четырехлучевой емкостной схемы замещения кабеля принята равной $C_N = 3C_1C_0 / (C_1 - C_0)$. [Индуктивность нулевой последовательности кабеля не учитывалась ввиду ее сравнительно большого значения ($x_0 = 0,5$ Ом/км).] Питающий трансформатор Т1 110 кВ представлен индуктивностью рассеивания, определенной по напряжению КЗ, а реактивность системы принята равной $x_c = 0,05$ Ом и приведена к стороне 6 кВ. В расчетах на ЭВМ для вакуумного выключателя ВВТЭ-10 была принята следующая математическая модель:

скорость роста «холодной» электрической прочности межконтактного промежутка взята постоянной и равной 5–50 кВ/мс;

рост электрической прочности до предельного значения имеет место в течение 6 мс при скорости движения контактов 1 мм/мс;

первое прерывание тока считается возможным при мгновенном значении тока не более 12 А;

в течение первых 1–3 мс после начала движения контактов цепь остается замкнутой через дугу (сопротивление дуги не учитывается);

при возникновении повторных пробоев межконтактного промежутка считается возможным прерывание свободного высокочастотного тока при первом же прохождении его через нуль.

Расчеты проводились с помощью программного комплекса [11] для двух режимов: отключение ненагруженного печного трансформатора и отключение номинальной нагрузки. В первом случае эквивалентные параметры обмотки трансформатора $R_{6,12} = (4,6–17)$ кОм; $r_6 = 10$ Ом и $L_6 = 2,8–28$ Гн, во втором случае $r_6 = 10$ Ом; $L_6 = 2,8 \cdot 10^{-2}$ Гн (рис. 1).

На рис. 2а и б показаны расчетные осциллограммы отключения тока холостого хода печного трансформатора. Здесь $I_{4,5}$ — ток в фазе а вакуумного выключателя, размыкающейся первой, и $U_{4,5}$ — напряжение на контактах выключателя этой фазы. Кроме того, на рисунках представлены ос-

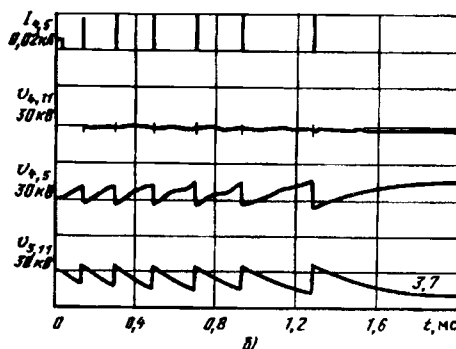
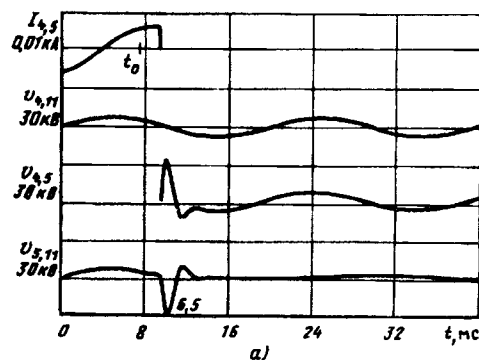


Рис. 2. Расчетные осциллограммы токов и напряжений при отключении установившегося тока холостого хода печного трансформатора при скоростях нарастания электрической прочности около 15 кВ/мс (а) и около 5 кВ/мс (б) ($L_6 = 2,8$ Гн, $R_{6,12} = 7,2$ кОм, $r_6 = 10$ Ом)

циллограммы напряжений на левом ($U_{4,1}$) и правом ($U_{5,11}$) полюсах выключателя относительно земли (см. рис. 1).

На рис. 2а показан пример среза тока величиной около 7 А спустя время $t = 2$ мс после начала движения контактов ($t = t_0$). Скорость нарастания электрической прочности составляла около 15 кВ/мс. При этом повторных зажигания не наблюдалось, но перенапряжение на отключаемой фазе со стороны печного трансформатора было значительным: $U_{\max} = 6,5U_{\phi.m.}$ Другой крайний случай показан на рис. 2б, который в точности соответствует условиям рис. 2а, но скорость роста электрической прочности межконтактного промежутка принята минимальной — около 5 кВ/мс. При этом наблюдалось шесть повторных зажигания, а максимальная кратность перенапряжений не превысила $3,7U_{\phi.m.}$ Следует ожидать, что возможны промежуточные значения кратностей перенапряжений и числа повторных зажигания.

Отличительной особенностью явления отключения токов нагрузки по сравнению со случаем отключения тока холостого хода является большая частота собственных колебаний напряжения на контактах вакуумного выключателя после прерывания тока. Так, на рис. 3а можно видеть процесс отключения первой фазы нагрузки после первого среза тока (около 10 А), происшедшего за время

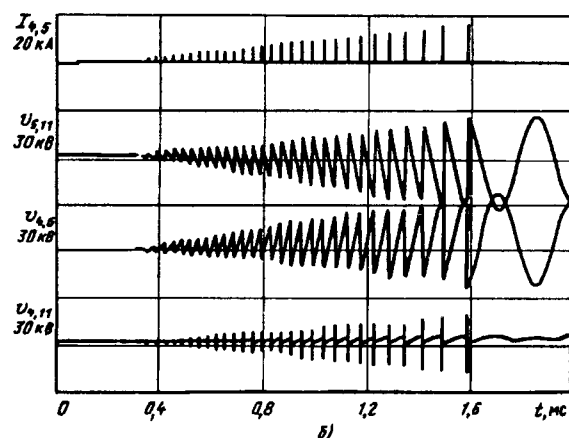
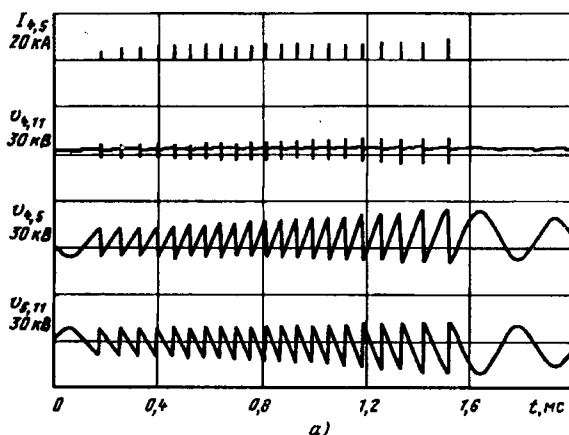


Рис. 3. Расчетные осциллограммы отключения тока нагрузки трансформатора при $\frac{dU_{np}}{dt}=10$ кВ/мс ($t_0=1$ мс) (а) и при $\frac{dU_{np}}{dt}=30$ кВ/мс ($t_0=1$ мс) (б)

$t_0=1$ мс до его естественного прохождения через нуль (скорость нарастания электрической прочности принята равной 10 кВ/мс). При большей скорости нарастания или при начале расхождения контактов $t_0>1$ мс повторные зажигания отсутствуют. Как видно, частота и число повторных зажиганий велики, максимальные перенапряжения со стороны трансформатора составляют около $4U_{ф.м.}$ Наиболее тяжелые условия отключения возникают в теоретически возможном, но маловероятном случае, когда расхождение контактов начинается вблизи нуля отключаемого тока ($t_0\approx 0$) и первое зажигание дуги происходит при малом значении электрической прочности. На рис. 3,б показан такой случай; здесь скорость нарастания прочности 30 кВ/мс и максимальное напряжение $U_{max}=6,8U_{ф.м.}$

В качестве эффективного мероприятия по ограничению возможных значительных кратностей перенапряжений может быть использован ограничитель перенапряжений (ОПН). Рис. 4 характеризует процесс отключения при наличии ОПН неустановившегося тока ХХ трансформатора со



Рис. 4. Расчетные осциллограммы отключения тока холостого хода печного трансформатора при его защите с помощью ОПН

срезом тока около 12 А (аналогичен процессу на рис. 2,а) при максимальной кратности неограниченных перенапряжений, составляющей $U_{max}=11,7U_{ф.м.}$ Видно, что ограничение перенапряжений до уровня $U_{max}=2,5U_{ф.м.}$ осуществляется при импульсе тока около 2 А. В расчете параметры ОПН были приняты следующими: расчетный коммутационный ток 310 А, остающееся напряжение 15,4 кВ, степень нелинейности $\alpha=0,04$. При возникновении повторных зажиганий наличие ОПН сказывается лишь в уменьшении их числа и в ограничении максимальной кратности перенапряжений.

Следует отметить, что совместное применение RC-цепей и ОПН позволяет полностью исключить опасные воздействия перенапряжений на изоляцию трансформаторов. Отсутствие повторных зажиганий при наличии RC-цепочки с параметрами $R=50$ Ом и $C=0,25$ мкФ можно видеть на рис. 5. (Расчет выполнен для условий рис. 3,б.) Видно, что в результате первого же пробоя межконтактного промежутка свободный высокочастотный ток не проходит через нуль, что приводит к возобновлению тока промышленной частоты и к последующему его отключению (на рисунке не показанному) при существенно возросшей электрической прочности межконтактного промежутка.

Были проведены осциллографирование и авто-

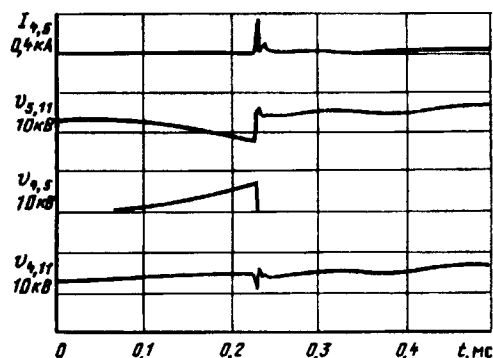


Рис. 5. Расчетные осциллограммы, иллюстрирующие отсутствие многократных повторных зажиганий при использовании RC-цепи ($R=50$ Ом, $C=0,25$ мкФ)

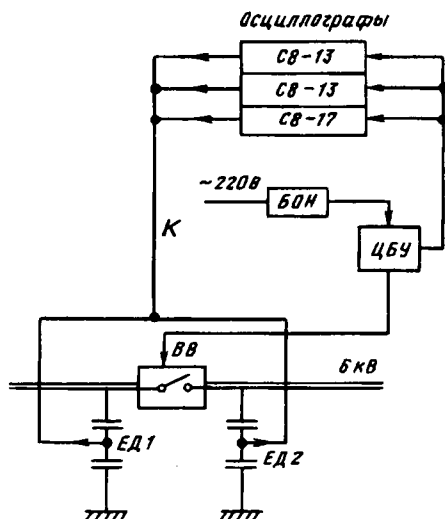


Рис. 6. Принципиальная схема измерительных цепей

матическая регистрация амплитуд переходных напряжений при нормальной эксплуатации электропечи (схема рис. 1).

Измерительная схема при управляемых коммутациях приведена на рис. 6, где ЕД1 и ЕД2 — емкостные делители до и после вакуумного выключателя; К — радиотехнические кабели РК-50; С8-13, С8-17 — осциллографы с памятью; ЦБУ — цифровой блок управления; БОН — блок опорного напряжения. Для выработки синхронизирующих импульсов опорное напряжение поступает в ЦБУ. Эти импульсы соответствуют моментам времени, когда опорное напряжение проходит через нулевое значение, ЦБУ осуществляет синхронизацию запуска осциллографов и от-

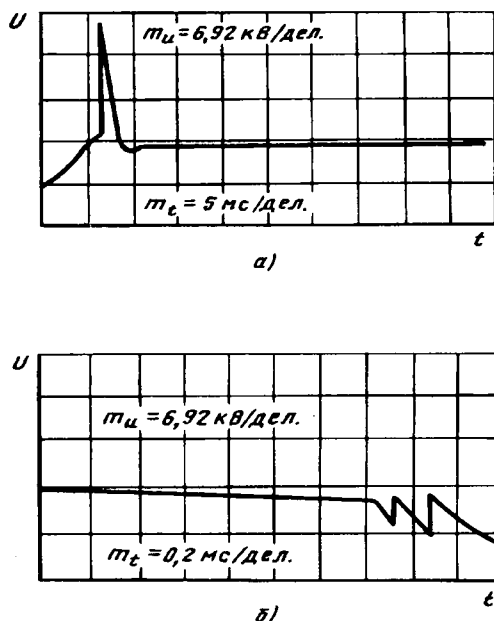


Рис. 7. Напряжение на трансформаторе при отключении: а — без повторных зажигания ($K_{\max}=3,7$), б — с тремя повторными зажиганиями ($K_{\max}=1,65$)

ключения (включения) вакуумного выключателя.

Анализ осциллограмм этой серии опытов (рис. 7) показал, что при отключении печного трансформатора имеют место повторные зажигания, которые могут стать причиной появления больших кратностей перенапряжений. При данных параметрах схемы чаще всего наблюдалось одно повторное зажигание. Максимальное число повторных зажиганий не превосходило трех. Расшифровка осциллограмм позволила сделать следующие выводы:

1. При отсутствии защиты от перенапряжений (RC-цепи и ОПН) возможны перенапряжения, опасные для изоляции электрооборудования.

2. Наличие RC-цепи практически исключает повторные зажигания дуги в выключателе, в то время как без такой цепи возникает до трех повторных зажиганий.

3. При наличии RC-цепи и ОПН максимальное значение зарегистрированных перенапряжений не превышает $3,7U_{\text{ф.м}}$, что соответствует уровню остающегося напряжения ОПН, установленного во время опытов на входе трансформатора.

4. Средняя скорость нарастания напряжения повторных зажиганий составляет примерно 10 кВ/мс.

Автоматическая регистрация перенапряжений выполнялась с использованием емкостных делителей с коэффициентом деления около 60. Для измерения токов через ОПН были применены малоиндуктивные шунты порядка 1 Ом.

В качестве фиксирующего прибора был использован многоканальный цифровой осциллограф с запоминанием кривых переходных процессов с дальнейшим их воспроизведением с помощью любого современного осциллографа. Этот прибор гарантирует запоминание кривых напряжения с частотами до 10 кГц в режиме воспроизведения самих кривых и частотами до 1 МГц — в режиме фиксации только амплитуд.

Измерения проводились для трех режимов:

отключение и включение ненагруженного печного трансформатора;

отключение и включение нормально работающего под нагрузкой печного трансформатора;

коммутации трансформатора, магнитная система которого не «успокоилась» (отключение трансформатора и сразу его включение и наоборот).

Последнему случаю соответствуют самопроизвольные срабатывания ВВ, и происходит как бы цикл В—О или О—В.

Результаты статистической обработки кратности перенапряжений К для этих режимов приведены на рис. 8—10 соответственно, причем объемы информации для кривых 1, 2 и 3 равны 33, 48 и 27 (рис. 8), 33, 51 и 30 (рис. 9) и 36, 54 и 33

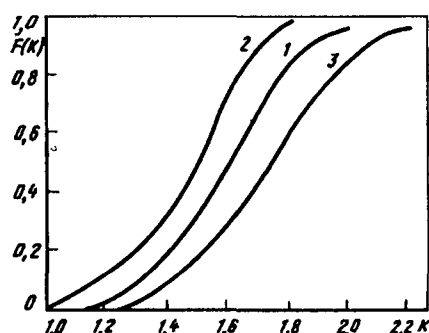


Рис. 8. Функции распределения кратности перенапряжений при включениях печного трансформатора на ХХ (1), под нагрузкой (2), а также неустойчившегося тока холостого хода печного трансформатора (3)

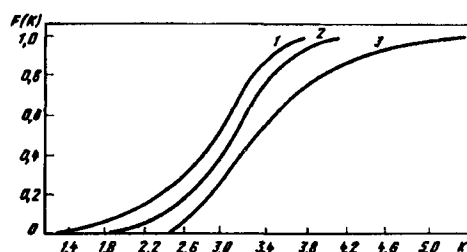


Рис. 9. Функции распределения кратности перенапряжений при отключениях печного трансформатора на холостом ходу (1), под нагрузкой (2) и в неустойчившемся режиме (3)

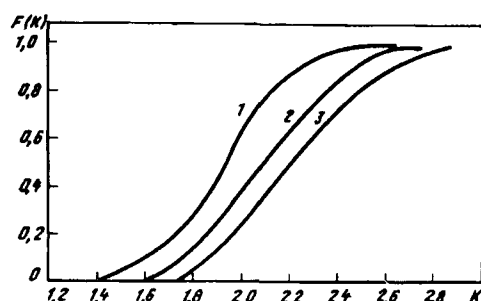


Рис. 10. Функции распределения кратности перенапряжений при отключениях печного трансформатора, защищенного ОПН-6. Обозначения те же, что и на рис. 9

(рис. 10). При статистической обработке результатов было принято, что фазы работают в «независимом» режиме и характеризуются приблизительно одинаковой интенсивностью переходных процессов.

Как видно из рис. 8, кратности K при включениях печного трансформатора имеют умеренное значение ($K_{\max} \leq 2,2$).

Принятая последовательность операций при плавке металла в электропечи в рассматриваемом случае такова, что коммутации под нагрузкой ничем не отличаются от коммутаций на холостом ходу. Это объясняется тем, что коммутации под нагрузкой обязательно предшествует подъем элек-

тродов из расплавленного металла. По этой причине кривые 1 и 2 на рис. 8—10 отличаются мало, и ход их диктуется не физическими процессами, а малым объемом информации.

Наибольшие перенапряжения возникают при отключениях печного трансформатора (рис. 9). В этом случае максимальные кратности равны $K_{\max}=4,0$ и $K_{\max}=5,4$ соответственно при отключениях ненагруженного трансформатора с установившимся и неустойчившимся токами намагничивания. На рис. 10 приведены аналогичные функции распределения K при установке ОПН 6 кВ. Подключение этих защитных аппаратов к цепи печного трансформатора снижает максимальные кратности до 2,8.

Выводы. 1. При отключениях индуктивных токов вакуумными выключателями происходит срез тока, а в ряде случаев и повторное зажигание дуги, что может сопровождаться опасными для изоляции перенапряжениями.

2. Для принудительного ограничения перенапряжений, возникающих при отключениях индуктивных токов, могут быть использованы RC-цепочки, нелинейные ограничители перенапряжений или их комбинация.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рывкин А.М., Козлов В.Б. Сравнение вакуумного выключателя ВВ-10 с выключателями других видов.— ЭП. Сер. «Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1981, вып. 1.
2. Воздвиженский В.А., Козлов В.Б. Срез тока в вакуумных выключателях.— Электричество, 1973, № 6.
3. Эпштейн И.Я., Котлярчук В.А. Влияние емкости на перенапряжения при отключении пречемников вакуумными выключателями.— ЭП. Сер. «Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1976, вып. 6.
4. Вакуумные выключатели в схемах управления электродвигателями/ В.А.Воздвиженский, А.Ф.Гончаров, В.Б.Козлов и др.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Новиков Б.С., Губкин Ю.П., Новиков В.Т. К расчету перенапряжений при отключении малых токов нагрузки и холостого хода печного трансформатора.— Тр. МЭИ. Электротермические установки, 1973, вып. 166.
6. Перенапряжения при отключении вакуумным выключателем трансформатора без нагрузки и с индуктивной нагрузкой/ В.Т.Новиков, Б.С.Новиков, А.А.Буйнов и др.— Электрические станции, 1990, № 5.
7. Перенапряжения при отключении вакуумным выключателем трансформатора без нагрузки и с индуктивной нагрузкой/ А.М.Рывкин, И.А.Лукацкая, А.А.Буйнов и др.— Электрические станции, 1990, № 5.
8. Rogutski A.T. Experimental investigation of the dielectric recovery strength between the separating contacts of vacuum circuit breakers.— IEEE Trans. on Power Delivery, 1989, vol. 4, № 2, April.
9. Farag Sam F., Bartheld R.G. Guidelines for the application of vacuum contactors.— IEEE, Trans. on Industry Applications, 1986, vol. IA-22, № 1, January/February.
10. Telander S.N., Welhelm M.R., Stump K.B. Surge limiters for vacuum breaker switchgear.— IEEE Trans. on Power Delivery, 1987, vol. 2, № 1, January.
11. Метод расчета на ЭВМ электромагнитных переходных процессов в ферромагнитных устройствах с произвольной структурой магнитной и электрической цепей/ Г.А.Евдокунин, Е.В.Коршунов, Э.А.Сеппинг, Я.Я.Ярвик.— Электротехника, 1991, № 2.

[03.09.92]

Определение располагаемой реактивной мощности генерирующих узлов

ПАЛАМАРЧУК С.И.

Рассматривается методика определения располагаемой реактивной мощности генерирующих узлов, объединяющих несколько разнотипных генераторов. Методика включает построение характеристик располагаемой реактивной мощности каждого генератора, представление характеристик аналитическими зависимостями, построение суммарной характеристики узла. Методика предназначена для диспетчерского управления режимами электроэнергетических систем и реализована в виде необходимых программ для управляющей ЭВМ.

В схемах замещения электроэнергетических систем (ЭЭС), используемых при оперативном управлении режимами, как правило, несколько генераторов входят в состав одного генерирующего узла. Генераторы могут быть разнотипными. Состав включенных в работу агрегатов и их загрузка активной и реактивной мощностью определяются данными телесигналов и поступающими значениями телеизмерений. Обычно телеметрируются мощности отдельных генераторов и суммарная мощность генерирующего узла.

Для диспетчерского управления режимами важно знать значения располагаемой реактивной мощности узлов. Имеется в виду не текущая загрузка генераторов реактивной мощностью, а тот предел ее изменения Q_{\max} , который генератор или генерирующий узел может достичь при условии длительной безопасной работы. Располагаемая реактивная мощность зависит от условий охлаждения генераторов, их загруженности активной мощностью, напряжения на зажимах статора. Знание значения Q_{\max} в текущем режиме дает возможность судить о регулировочной возможности генерирующего узла. Характеристики располагаемой мощности $Q_{\max}(P, U)$ необходимы для расчетного анализа возможных изменений парамет-

The paper considers a technique for determination of available reactive power for generating bus with different generators. The technique includes formation of available reactive power curves for each generator, analytical representation of the curves, calculation of the total curve for the bus. The technique is intended for power system state control and is realised in the appropriate software package for the control computer.

ров и, в первую очередь, для оптимизации режима по реактивной мощности.

К сожалению, диспетчерский персонал ЭЭС не имеет возможности следить за изменением значений Q_{\max} в протекающем режиме и перестраивать характеристики $Q_{\max}(P, U)$ генерирующих узлов. Для этого нет отработанной методики и специальных программных разработок применительно к используемым в оперативном диспетчерском управлении ЭВМ. Это обстоятельство затрудняет оперативное регулирование и снижает экономичность текущих режимов.

Суть предлагаемой методики:

- 1) расчетное построение характеристик располагаемой реактивной мощности для каждого генератора ЭЭС;
- 2) представление характеристик аналитическими зависимостями и занесение этих зависимостей в память управляющей ЭВМ;
- 3) построение суммарных аналитических зависимостей генерирующего узла для включенных в работу генераторов;
- 4) оперативное вычисление значений Q_{\max} в текущих режимах с использованием телеизмерений активной генерирующей мощности P и напряжения на генераторах U .

Авторы: Базуткин Виталий Васильевич окончил в 1959 г. электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ). В 1966 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию, посвященную исследованию переходных электромагнитных процессов в линиях электропередач. Доцент МЭИ.

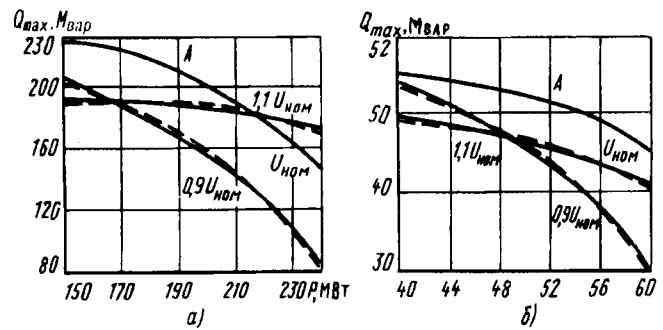
Евдокунин Георгий Анатольевич окончил в 1968 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ). В 1989 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию по теме «Электромагнитные переходные процессы в энергосистемах с линиями повышенной натуральной мощности». Профессор Санкт-Петербургского государственного технического университета (С.-ПГТУ, бывш. ЛПИ).

Халилов Фирудин Халилович в 1961 г. окончил энергетический факультет Азербайджанского института нефти и газа. В 1990 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию по теме «Исследование перенапряжений и борьба с ними в сетях 6—750 кВ». Профессор С.-ПГТУ.

Первый и второй этапы выполняются заранее вне рамок оперативного управления режимами; третий и четвертый — по оперативной телеметрируемой информации о составе включенных агрегатов и их текущей нагрузке.

Построение характеристик располагаемой реактивной мощности. Существует несколько способов [1, 2, 4] определения располагаемой мощности Q_{\max} генератора. Нами реализован подход [1], согласно которому для известных активной мощности генератора P и напряжения на выводах U расчетным путем подбирается такое значение реактивной мощности Q_{\max} , при котором либо ток статора, либо ток ротора достигают предельно допустимых значений. Ток статора рассчитывается непосредственно по P , Q и U генератора. Ток ротора определяется с использованием γ — коэффициента пересчета тока статора в эквивалентный (по действию на магнитную цепь) ток ротора. Для учета насыщения магнитной цепи ротора при вычислении γ задается характеристика холостого хода синхронной машины. Процесс подбора Q_{\max} хорошо алгоритмизируется и не требует сложных вычислений.

Для построения характеристики располагаемой мощности $Q_{\max}(P)$ интервал рабочего регулирования активной мощности $P_{\min} \div P_{\max}$ разбивается на произвольное число точек. Для каждой из них вычисляется значение Q_{\max} . На рисунке приведены



Характеристики располагаемой реактивной мощности $Q_{\max}(P)$ генератора:
а — ВГС-1190/215-48; б — ТВФ-60-2

характеристики $Q_{\max}(P)$ двух генераторов. Точками А на характеристиках помечены границы раздела двух зон: слева от А — повышение реактивной мощности ограничивается предельным током ротора, справа — предельным током статора.

Расчет точек характеристики $Q_{\max}(P)$ заметно упрощается, если для каждого генератора не вводить реальную характеристику холостого хода, а пользоваться нормальными кривыми, приведенными отдельно для турбо- и гидрогенераторов, например в [3]. Для проверки правомерности такого упрощения для генераторов нескольких стан-

ций Иркутской энергосистемы были построены точные и приближенные характеристики $Q_{\max}(P)$. При построении точных характеристик использовались снятые при последних испытаниях характеристики холостого хода. Приближенные зависимости строились по нормальным кривым. Результаты сопоставления характеристик приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип генератора	Диапазон изменения P , МВт		Наибольшая ошибка в Q_{\max}			
			от использования нормальных характеристик х.х.		от неучета насыщения магнитной цепи	
	P_{\min}	P_{\max}	Мвар	%	Мвар	%
СВ-1190/250-48	150	225	10,8	4,9	—	—
ТВ-60-2	40	60	1,33	3,3	7,6	28,8
ТВФ-60-2УЗ	40	60	2,72	5,0	5,1	8,7

Вносимые использованием нормальных характеристик холостого хода ошибки не превышают 5%. Такая точность, видимо, приемлема с практической точки зрения для решения многих диспетчерских задач, поэтому задание нормальной характеристики холостого хода может применяться при расчетах Q_{\max} при управлении режимами ЭЭС.

К заметно большему искажению приводит неучет насыщения магнитной цепи генератора (табл. 1). Для анализа таких ошибок были построены зависимости $Q_{\max}(P)$ при задании характеристики холостого хода линейной функцией с коэффициентом наклона $\operatorname{tg} \alpha = 1,16$. Это соответствует продолжению линейной части нормальной характеристики для турбогенератора. За точные значения Q_{\max} приняты значения, рассчитанные с использованием снятых при испытаниях характеристик холостого хода. Вносимые неучетом насыщения ошибки могут оказаться недопустимыми при анализе режимов ЭЭС.

Представление характеристик располагаемой реактивной мощности аналитическими зависимостями. Рассмотрена возможность представления характеристик $Q_{\max}(P)$ линейной

$$\overline{Q}_{\max}(P) = a_0 + A_1 P \tag{1}$$

и квадратичной

$$\overline{Q}_{\max}(P) = a_0 + a_1 P + a_2 P^2 \tag{2}$$

зависимостями. Коэффициенты полиномов (1), (2) определяются по методу наименьших квадратов с минимизацией суммы квадратов отклонений

расчетных Q_{\max} и аппроксимированных \bar{Q}_{\max} значений. В табл. 2 приведены значения ошибок за счет аналитического представления характеристик $Q_{\max}(P)$.

Таблица 2

Тип генератора	Диапазон изменения P , МВт		Ошибка линейного представления		Ошибка квадратичного представления	
	P_{\min}	P_{\max}	Мвар	%	Мвар	%
ВГС-1190/215-48	150	240	10,14	4,40	1,8	0,6
СВИ-1160/180-72	50	83	2,20	3,80	0,20	0,4
ТВФ-63-2УЗ	40	63	2,05	3,35	0,72	1,35
ТВС-30	18	30	0,70	2,60	0,25	0,98

Как линейное, так и квадратичное представление характеристик $Q_{\max}(P)$ вносят ошибки, не превышающие 5% Q_{\max} . Обе модели (1) и (2) в большинстве случаев могут использоваться при диспетчерском управлении.

В табл. 2 рассмотрены диапазоны регулирования активной мощности в пределах $0,6 \div 1$ от $P_{\text{ном}}$. Если учитываются более широкие пределы регулирования, то возрастают и ошибки аналитического представления. В этом случае для отдельных генераторов относительные ошибки линеаризации характеристики могут превысить 10%. Для таких генераторов должно применяться только квадратичное представление (2).

Точность вычисления коэффициентов полинома (2) зависит от числа обрабатываемых методом наименьших квадратов точек графика Q_{\max} . Выполненные расчеты показали, что 12–14 точек вполне достаточно для точного (с относительной ошибкой в пределах 1%) аналитического представления характеристики. Такое же число точек следует задавать на интервале $P_{\min} \div P_{\max}$ при построении $Q_{\max}(P)$. Увеличение числа точек до 19–20 практически не сказывается на увеличении точности представления.

Характеристики располагаемой реактивной мощности (см. рисунок) при разных напряжениях на выводах статоров показывают, что характер влияния напряжения на кривые $Q_{\max}(P)$ различен для машин разного типа.

Для аналитического представления характеристик предложено использовать полиномы

$$\bar{Q}_{\max}(P, U) = (U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_1 + [1 + (U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_2] \times (a_0 + a_1 P); \quad (3)$$

$$\bar{Q}_{\max}(P, U) = (U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_1 + [1 + (U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_2] \times (a_0 + a_1 P + a_2 P^2), \quad (4)$$

которые при $U = U_{\text{ном}}$ обращаются в (1) и (2). Слагаемое $(U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_1$ обеспечивает сдвиг, а множитель $1 + (U/U_{\text{ном}} - 1)\gamma_2$ определяет поворот зависимостей (3), (4) относительно характеристик (1), (2), построенных при $U = U_{\text{ном}}$.

Модели (3), (4) удобны в алгоритмах оптимизации режимов, так как имеют простые производные по напряжению

$$\frac{\partial Q_{\max}}{\partial U} = \gamma_1/U_{\text{ном}} + (\gamma_2/U_{\text{ном}})\bar{Q}(P).$$

Для использования зависимостей (3), (4) необходимо для каждого генератора подобрать коэффициенты γ_1 и γ_2 . Это выполняется по методу наименьших квадратов с обработкой кривых, построенных при $U = U_{\text{ном}}$, $U = 0,9U_{\text{ном}}$ и $U = 1,1U_{\text{ном}}$. Минимизация суммы квадратов отклонений ведется по двум параметрам γ_1 и γ_2 .

Выполнен анализ точности представления зависимостей $Q_{\max}(P, U)$ полиномами (4). Для генераторов нескольких типов были подобраны коэффициенты γ_1 и γ_2 , построены характеристики $Q_{\max}(P)$ при разных уровнях напряжения на статоре и воспроизведены эти же характеристики по полиномам (4). Расчеты показали, что удовлетворительная точность аналитического представления достигается, если подбирать и хранить разные значения коэффициентов γ_1 и γ_2 для условий повышения и понижения напряжений от номинальных значений.

Пунктирными линиями на рисунке показаны характеристики, полученные в помощью полинома (4). При изменениях напряжения на статоре в пределах $\pm 0,1 U_{\text{ном}}$ относительная ошибка аналитического представления $Q_{\max}(P, U)$ не превышает 10%. Для большинства задач диспетчерского управления режимами ЭЭС такая точность, видимо, может быть признана приемлемой.

Построение суммарной характеристики располагаемой реактивной мощности генерирующего узла. После того как получены аналитические представления (3) или (4) характеристик $Q_{\max}(P, U)$ для каждого i -го генератора, полезно рассчитать суммарную аналитическую зависимость $Q_{\max\Sigma}(P_{\Sigma}, U)$, где P_{Σ} — фактическая мощность генерации узла. В общем случае такая суммарная характеристика не может быть получена без дополнительных условий, связывающих между собой нагрузки P_i отдельных генераторов.

Для построения $Q_{\max\Sigma}(P_{\Sigma}, U)$ введем предположения о равной относительной загрузке активной мощностью включенных в один генерирующий узел агрегатов. Будем считать коэффициент загрузки

$$\alpha = P_{\Sigma} / \sum_{i=1}^k P_{i\text{ном}}$$

одинаковым для каждого из k агрегатов. Тогда

$$P_i = P_{\Sigma} - \alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}}.$$

Если характеристики генераторов представлены линейными зависимостями (3), то обозначив $\beta = U/U_{\text{ном}} - 1$,

$$\begin{aligned} Q_{\max\Sigma}(P_{\Sigma}, U) &= \beta\gamma_1 + \sum_{i=1}^k (1 + \beta\gamma_2)(a_{0i} + a_{1i}P_i) = \\ &= \beta\gamma_1 + \sum_{i=1}^k (1 + \beta\gamma_2)(a_{0i} + a_{1i}P_{\Sigma} - a_{1i}\alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}}) = \\ &= \beta\gamma_1 + (1 + \beta\gamma_2)(a_{0\Sigma} + a_{1\Sigma}P_{\Sigma}), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{где } a_{0\Sigma} = \sum_{i=1}^k (a_{0i} - \alpha a_{1i} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_j); \quad a_{1\Sigma} = \sum_{i=1}^k a_{1i}.$$

Если характеристики представлены квадратичными полиномами (4), то

$$\begin{aligned} Q_{\max\Sigma}(P_{\Sigma}, U) &= \beta\gamma_1 + \sum_{i=1}^k (1 + \beta\gamma_2)(a_{0i} + a_{1i}P_i + a_{2i}P_i^2) = \\ &= \beta\gamma_1 + \sum_{i=1}^k (1 + \beta\gamma_2) \left[a_{0i} + a_{1i}P_{\Sigma} - a_{1i}\alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}} + \right. \\ &\quad \left. + a_{2i} \left(P_{\Sigma} - \alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}} \right)^2 \right] = \beta\gamma_1 + (1 + \beta\gamma_2)(a_{0\Sigma}P_{\Sigma} + \\ &\quad + a_{1\Sigma}P_{\Sigma} + a_{2\Sigma}P_{\Sigma}^2), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{где } a_{0\Sigma} &= \sum_{i=1}^k \left[a_{0i} - a_{1i}\alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}} + a_{2i}\alpha^2 \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}} \right)^2 \right]; \\ a_{1\Sigma} &= \sum_{i=1}^k \left(a_{1i} - 2a_{2i}\alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k P_{j\text{ном}} \right); \quad a_{2\Sigma} = \sum_{i=1}^k a_{2i}. \end{aligned}$$

Если телеметрируются значения активной мощности P_i всех включенных в работу генераторов, то значение $Q_{\max\Sigma}$ узла может быть определено

суммированием $Q_{\max i}$ без расчета суммарных характеристик (5) или (6). Если P_i измеряются не для всех агрегатов, а телеметрируется суммарная генерация P_{Σ} , то построение характеристик (5) или (6) необходимо. Суммарные зависимости важны и для расчета оптимальных режимов, когда в схему замещения входят генерирующие узлы, включающие в себя несколько разнотипных генераторов.

Предположение о равной относительной загрузке генераторов вносит погрешность при определении $Q_{\max\Sigma}$ по формулам (5), (6). Значение этой погрешности зависит от многих факторов, таких как число включенных в работу агрегатов, крутизна их характеристик $Q_{\max}(P)$ в окрестностях точек P_i , фактическая относительная неравномерность загрузки и др. Поэтому для произвольного генерирующего узла трудно заранее оценить неточность определения $Q_{\max\Sigma}$ по формулам (5), (6). Приемлемость допущения $\alpha = \text{const}$ необходимо анализировать для конкретных электростанций. Для одной из теплоэлектроцентралей Иркутской ЭЭС были проведены расчеты $Q_{\max\Sigma}$. Точное значение $Q_{\max\Sigma} = 502$ Мвар определялось как сумма располагаемых реактивных мощностей каждого генератора, приближенное значение, равное 505 Мвар, вычислялось по формуле (6). Относительная ошибка составила 0,6%.

Опыт расчетов располагаемой реактивной мощности для разных электростанций в разных нормальных¹ режимах загрузки генераторов показывает, что погрешность, вносимая использованием формулы (6), не превышает 1–2%.

При управлении режимами ЭЭС кроме Q_{\max} генерирующих узлов важно знать и нижние пределы располагаемой реактивной мощности $Q_{\min}(P, U)$. Эти значения в большинстве случаев определяются настройкой ограничителей минимального возбуждения (ОМВ) на генераторах, которые, в свою очередь, предотвращают неустойчивую работу машин при глубоком снижении возбуждения и перегрев торцевых зон обмотки статора. В основу построения суммарных характеристик $Q_{\min}(P, U)$ генерирующих узлов должны быть положены характеристики настройки ОМВ с учетом их зависимости (статизма) от напряжения. Относительно простые алгоритмы построения $Q_{\min}(P, U)$ могут быть получены при рассмотрении линейных характеристик настройки ОМВ, описанных в [4].

Использование характеристик располагаемой реактивной мощности. Программа для построения и аналитического представления характеристик

¹ Не рассматривались режимы работы электростанций, при которых загрузка агрегатов диктовалась аварийным состоянием оборудования.

располагаемой реактивной мощности генератора¹ составлена для использования на персональном компьютере и предназначена для работников диспетчерских служб энергосистем. Работа с программой максимально упрощена и автоматизирована.

Располагаемая мощность Q_{\max} определяется для длительно допустимых (без ограничения по времени) условий охлаждения машины. Если требуется оценить Q_{\max} с кратковременно допустимыми перегрузками по току статора или ротора, в программу должна быть введена дополнительная информация.

В качестве исходных данных в диалоговом режиме задаются 11 основных паспортных параметров генератора. Программа рассчитывает отдельные точки характеристики, строит график на экране дисплея и подбирает коэффициенты линейной (1) или квадратичной (2) зависимости. Одновременно оценивается наибольшая ошибка аналитического представления графика и значение активной мощности, при которой эта ошибка имеет место. График характеристики $Q_{\max}(P)$ и коэффициенты полиномов (1) или (2) могут быть напечатаны.

Уточненная информация о располагаемой реактивной мощности генераторов успешно используется для управления режимами ЭЭС по данным систем телеметрии. При этом характеристики каждого генератора в виде зависимостей (1) или (2) вводятся в базу данных оперативного вычислительного комплекса, разработанного Сибирским энергетическим институтом СО РАН для управ-

ления нормальными режимами районных энергосистем. По телесигналам о положении выключателей автоматически отслеживается состав включенных генераторов и строятся суммарные характеристики располагаемой реактивной мощности генерирующих узлов. По телеметрируемой информации о суммарной активной мощности на шинах станций или по замерам нагрузки отдельных генераторов определяются и отображаются диспетчеру значения Q_{\max} . Характеристики $Q_{\max}(P, U)$, соответствующие реальному составу работающих агрегатов, используются для контроля допустимости загрузки генераторов по Q и при оптимизации текущих режимов с целью снижения потерь активной мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маркович И.М. Режимы энергетических систем.— М.: Энергия, 1969.
2. Сухенко В.И. Об определении располагаемой реактивной мощности синхронных генераторов.— Моделирование и автоматизация электроэнергетических систем.— Киев: Наукова Думка, 1978.
3. Электротехнический справочник. Т.2.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Гуревич Ю.Е., Либова Л.Е., Окин А.А. Расчеты устойчивости и противоаварийной автоматики в энергосистемах.— М.: Энергоатомиздат, 1990.

[13.05.93]

А в т о р : Паламарчук Сергей Иванович окончил энергетический факультет Иркутского политехнического института в 1968 г. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию в Новосибирском электротехническом институте по специальности «Электрические станции (электрическая часть), сети и системы и управление ими». Ведущий научный сотрудник Сибирского энергетического института, Сибирского отделения РАН.

¹ В разработке программы принимал участие А.Л. Бучинский.

Расшифровка электрической структуры облаков с использованием сингулярного разложения

ОРЛОВ А.В., ПЕТУХОВ В.С.

Рассмотрены вопросы, связанные с расшифровкой электрической структуры заряженных облаков. Такого рода задачи являются обратными задачами с существенной некорректностью, поскольку требуется оценить как распределение электрических зарядов в облаке, так и границы нахождения этих зарядов. Прежде всего задача решается в рамках принятой модели, которая отражает основные свойства электрически активного облака. Здесь используется объемная модель облака с плотностью электрического заряда, изменяющейся по вертикали. Дан качественный анализ влияния различных методов регуляризации на погрешность решения и показано, что наиболее приемлемым является метод сингулярного разложения. Этот метод позволяет проанализировать предельные возможности детализации электрической структуры облака в рамках принятой модели.

Электрически активные облака представляют собой определенную опасность для самолетов из-за возможного удара молнии. В этой связи возникает проблема надежного прогнозирования динамики развития облака и изменений его электрической структуры, иод которой понимается распределение зарядов в облаке. Получение такого прогноза особенно важно для аэродромов, поскольку самолет наиболее уязвим в момент взлета и посадки.

Задача расшифровки электрической структуры облаков (ЭСО) относится к классу обратных задач, отличающихся существенной некорректностью [1], когда малые погрешности в исходных значениях величин приводят к значительным изменениям искомых параметров. Такие задачи решаются в рамках определенных, заранее заданных моделей, с привлечением дополнительной информации, позволяющей априори уточнить область поиска решения, с использованием специальных математических методов — методов регуляризации, позволяющих выбрать из совокупности решений такое, которое отвечает конкретным критериям.

Настоящая статья посвящена рассмотрению методов регуляризации применительно к задаче расшифровки ЭСО.

Подход к решению обратной задачи. Задача расшифровки ЭСО в рамках принятых моделей решается на основе данных, получаемых с помощью наземных датчиков напряженности электрического поля. Эти датчики дают основную исходную информацию, которая в силу разных

The problem of a cloud electrical structure determination is considered. This problem is classified as an indirect task because it needs to determine an electrical charge distribution in a cloud as well as this charge boundaries. This problem is solved on the basis of a model, which has essential characteristics of a real electrified cloud. The space charged cloud model with vertical charge distribution is used. An analysis of different methods of solutions and its influence on errors is given. It is shown that the singular value decomposition method is the most effective. This method allows to analyse limits of a cloud electrical structure division according to the model.

причин содержит погрешности, обуславливающие отклонение параметра от истинного значения. В этой связи основной проблемой является получение приближенного решения, устойчивого к малым изменениям исходных данных.

Путь решения такой задачи состоит в использовании регуляризации, которая тем или иным способом позволяет выделить основную часть решения, соответствующую физической сути задачи. Основной проблемой является установление той границы, когда применение регуляризации, устраняя погрешности, не затрагивает основную часть решения, т.е. не приводит к значительному искажению результатов. Поэтому мы должны отдать предпочтение тому методу регуляризации, который позволяет определенно и физически обоснованно установить такой критерий, который был бы удобен для практического использования.

В литературе описаны различные методы регуляризации. Основным является метод, разработанный А.Н. Тихоновым [1], суть которого состоит в отыскании приближенных решений уравнения вида

$$Ax = b, \quad (1)$$

где A — матрица вида $m \times n$ (m — число датчиков; n — число искомых параметров); b — матрица исходных данных.

В том случае, когда матрица A является плохо обусловленной, т.е. чувствительной к малым из-

менениям элементов матрицы, становится невозможным получить решение с приемлемой точностью.

В методе, предложенном А.Н. Тихоновым, используется параметр регуляризации α , который вводится в исходное уравнение заменой исходного уравнения на близкое ему вида

$$(A + \alpha E)x = b, \quad (2)$$

где E — единичная матрица при условии, что искомого решение существует.

Из уравнения (2) видно, что введение параметра α приводит к увеличению диагональных коэффициентов системы, т.е. к улучшению обусловленности системы. Однако при этом решаем систему уравнений, тем более отличающуюся от исходной, чем больше α .

Обозначим через $\varphi(\alpha)$ невязку $||Ax - b||^2$, где для нашего случая невязка представляет средне-квадратичное отклонение между рассчитанным и измеренным значениями E_j . С увеличением α значение $\varphi(\alpha)$ возрастает (рис. 1), и вместе с тем, с

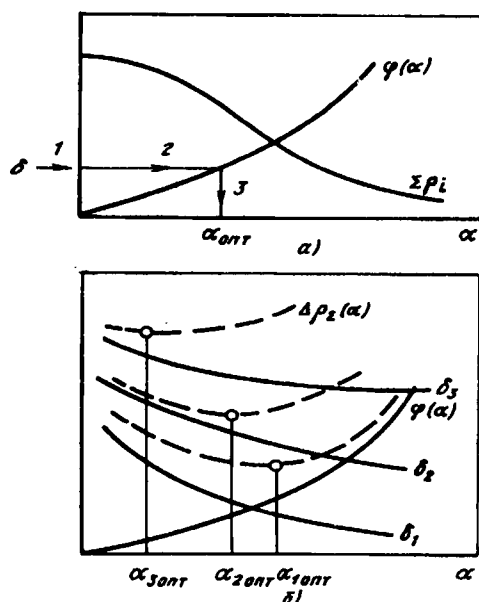


Рис. 1. К выбору значения параметра регуляризации

ростом α решение становится более гладким. В нашем случае в качестве параметра, характеризующего гладкость, можно принять $\Sigma \rho_i^2$, где ρ_i — значение искомого заряда (i — число зарядов). Этот параметр уменьшается с ростом α . В конечном итоге мы можем получить гладкое решение ($\Sigma \rho_i^2$ — мало), однако весьма далекое от точного ($\varphi(\alpha)$ — велико). Понятно, что невязка не может по значению существенно превышать погрешность измерения исходных данных, так как решение в этом случае будет очень приближенным. Поэтому

А.Н. Тихонов предлагает определять параметр α по значению погрешности δ , соответствующей погрешности задания исходных данных (рис. 1,а).

Существует и другой подход к определению параметра регуляризации α , основанный на анализе тестовых задач, моделирующих близкие к реальности ситуации.

Покажем качественную оценку влияния параметра регуляризации α на погрешность решения при этом подходе и проиллюстрируем ее с помощью графиков на рис. 1,б. В этом случае погрешность решения можно определить как сумму невязки $\varphi(\alpha)$ и погрешности $\Delta\rho$, количественно определяемой по точному решению тестовой задачи.

Как было показано, с ростом α невязка $\varphi(\alpha)$ искомого решения увеличивается. Вместе с тем погрешность $\Delta\rho$, которая обусловлена колебаниями искомого решения и которая особенно велика при малых значениях α , по мере роста α уменьшается. Понятно, что при увеличении погрешности исходных данных ($\delta_3 > \delta_2 > \delta_1$) соответствующая зависимость $\Delta\rho(\alpha)$ располагается на рис. 2 выше, т.е. $\Delta\rho_3(\alpha) > \Delta\rho_2(\alpha) > \Delta\rho_1(\alpha)$. Суммарная погрешность $\Delta\rho_{\Sigma} = \Delta\rho(\alpha) + \varphi(\alpha)$ имеет минимум, которому соответствует некоторое оптимальное значение $\alpha_{\text{опт}}$. Поскольку погрешность искомого решения зависит от уровня погрешности δ исходных данных, то следовательно для каждого значения δ существует свое $\alpha_{\text{опт}}$.

Пробные решения тестовых задач, близких по своему характеру к рассматриваемым, показали, что в нашем случае и при $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ получаются очень большие погрешности решения. Например, из рис. 2 видно, что при $\delta = \delta_3$ значение $\alpha_{\text{опт}}$ минимально и регуляризация оказывается малоэффективной. Это является главным обстоятельством, которое заставляет искать другие пути регуляризации. Конечно, нужно иметь в виду и второй недостаток регуляризации по [1], а именно — отсутствие надежной методики определения $\alpha_{\text{опт}}$.

Сингулярное разложение как метод регуляризации. При дальнейшем изучении литературы, посвященной методам регуляризации, привлечение малоизвестный метод сингулярного разложения. Оказалось, что его удобно использовать в алгоритме регуляризации благодаря присущим ему специфическим свойствам. Метод сингулярного разложения изложен в [2—4]. Рассмотрим его основные математические положения.

В общем виде исходная система уравнений для расшифровки ЭСО $Ax = b$ содержит число уравнений m , большее числа неизвестных n , а матрица A является несимметричной размера $m \times n$, где m — число измерительных пунктов, n — число

участков разбиения облака.

Для характеристики степени устойчивости решения к малым отклонениям исходных данных часто пользуются числом обусловленности матрицы A . Его удобно представить через отношение собственных чисел λ матрицы A : $c = \lambda_{\max}/\lambda_{\min}$, определение которых в случае плохо обусловленной системы уравнений представляет сложную задачу. Возникает вопрос, а существует ли более простой путь? Предварительный анализ показал, что использование сингулярного разложения дает такую возможность. Рассмотрим подробнее метод и его возможности.

С помощью сингулярного разложения произвольная матрица может быть представлена в виде произведения

$$A = U \Sigma V^T, \quad (3)$$

где U — ортогональная матрица размером $m \times m$: $U = A^T A$; V^T — транспонированная матрица V : $V = A A^T$ — ортогональная матрица размером $n \times n$; Σ — матрица специальной диагональной формы размером $m \times n$, ее диагональные члены $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_i > 0$ называются сингулярными числами, которые являются квадратными корнями из собственных чисел λ матрицы A . Для определения матрицы сингулярных чисел нет необходимости решать характеристическое уравнение степени m . Для этого пользуются выражением

$$\Sigma = U^T A V, \quad (4)$$

где матрицы U и V приводят матрицу A к диагональному виду.

Алгоритму такого представления матрицы A соответствует программа SVD-разложения, представленная в [4].

Характерным свойством матрицы Σ , как показано в [2], является то, что она несет в себе все особенности, присущие матрице A : ее ранг равен рангу матрицы A . Этим свойством мы воспользуемся в дальнейшем.

Установим связь между погрешностью в исходных данных и погрешностью решения, используя сингулярное разложение с тем, чтобы найти путь уменьшения этой погрешности.

Система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) может быть записана в виде

$$U \Sigma V^T x = b$$

или

$$\Sigma V^T x = U^T b. \quad (5)$$

Обозначив $z = V^T x$; $d = U^T b$, получим

$$\Sigma z = d. \quad (6)$$

При $m > n$ (число уравнений больше числа неизвестных) система (6) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \sigma_1 z_1 &= d_1; \\ \dots \dots \dots \\ \sigma_n z_n &= d_n; \\ 0 &= d_{n+1}; \\ 0 &= d_m. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В случае, когда СЛАУ $Ax = b$ совместна, $d_i = 0$, $i = (n+1) + m$, следовательно из (7) $a_i = d_i/\sigma_i$ и искомое решение x определяется соотношением

$$x = Vz, \quad (8)$$

имеем

$$x_1 = \frac{d_1}{\sigma_1} \bar{v}_1 + \frac{d_2}{\sigma_2} \bar{v}_2 + \dots + \frac{d_n}{\sigma_n} \bar{v}_n = x_0,$$

где $d_i = U^T b_0$ (i — строка матрицы U^T).

Теперь решим обратную задачу для возмущенного вектора правых частей $b = b_0 + \Delta b$, следовательно $\tilde{d}_i = d_i + \Delta d_i$, и тогда

$$\begin{aligned} x &= \frac{d_1}{\sigma_1} \bar{v}_1 + \frac{d_2}{\sigma_2} \bar{v}_2 + \dots + \frac{d_n}{\sigma_n} \bar{v}_n + \frac{\Delta d_1}{\sigma_1} \bar{v}_1 + \\ &+ \frac{\Delta d_2}{\sigma_2} \bar{v}_2 + \dots + \frac{\Delta d_n}{\sigma_n} \bar{v}_n. \end{aligned} \quad (9)$$

Тогда погрешность решения

$$\Delta x = x - x_0 = \frac{\Delta d_1}{\sigma_1} \bar{v}_1 + \frac{\Delta d_2}{\sigma_2} \bar{v}_2 + \dots + \frac{\Delta d_n}{\sigma_n} \bar{v}_n. \quad (10)$$

Как следует из (9) в зависимости от $||\Delta b||$, начиная с некоторого номера r , отношение $\Delta d_r/\sigma_r$ будет больше единицы и начинается неограниченный рост коэффициентов $\Delta d_r/\sigma_r$, $\Delta d_n/\sigma_n$, поскольку величина Δd_i ограниченная, а последовательность сингулярных чисел $\{\sigma_i\}$ стремится к нулю.

В результате погрешность решения Δx становится неограниченной, а само решение x имеет вид знакопеременной «пилы» большой амплитуды, не имеющей физического смысла.

Кардинальный выход из создавшейся ситуации: отбросим в разложении (9) члены $d_i/\sigma_i = \frac{d_i + \Delta d_i}{\sigma_i}$, значительно большие единицы. В результате получим решение \hat{x} без паразитных высокочастотных составляющих большой амплитуды:

$$\hat{x} = \frac{\hat{d}_1}{\sigma_1} \bar{V}_1 + \frac{\hat{d}_2}{\sigma_2} \bar{V}_2 + \dots + \frac{\hat{d}_r}{\sigma_r} \bar{V}_r. \quad (11)$$

В результате погрешность решения равна

$$\Delta \hat{x} = \hat{x} - x_0 = \frac{\Delta d_1}{\sigma_1} \bar{V}_1 + \frac{\Delta d_2}{\sigma_2} \bar{V}_2 + \dots + \frac{\Delta d_r}{\sigma_r} \bar{V}_r - \frac{d_{r+1}}{\sigma_{r+1}} \bar{V}_{r+1} - \dots - \frac{d_n}{\sigma_n} \bar{V}_n.$$

Поскольку величины $\Delta d_i/\sigma_i$, $i=1+r$, d_i/σ_i , $i=(r+1)+n$ являются ограниченными, то и сама погрешность $||\Delta \hat{x}||$ является ограниченной.

Проведенный анализ показал, что метод сингулярного разложения позволяет ограничить рост погрешности искомого решения путем отбрасывания весьма малых сингулярных чисел и тем самым превращая матрицу A в матрицу неполного эффективного ранга $r_{\text{эфф}}$, т.е. $\sigma_i=0$, $i=(r_{\text{эфф}}+1)+n$.

Этим и определяется эффективность регуляризации с применением сингулярного разложения.

Чтобы проиллюстрировать рассмотренные возможности сингулярного разложения с качественной стороны, обратимся к графикам на рис. 2.

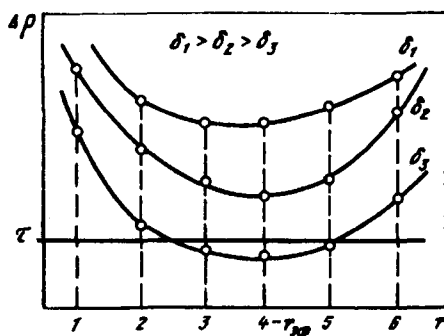


Рис. 2. К определению эффективного ранга матрицы A

Из графиков видно, что погрешность искомого решения $\Delta \rho$ зависит от погрешности исходных данных δ . Как показал проведенный анализ, рост погрешности $\Delta \rho$ при определенном уровне δ объясняется двумя причинами. Первая: высокие значения погрешности $\Delta \rho$ объясняются высоким числом обусловленности при полном ранге r матрицы A ; вторая: рост погрешности $\Delta \rho$ объясняется чрезмерным округлением малых величин σ_i при малых r .

Из графиков на рис. 2 видно, что погрешности $\Delta \rho$ имеют минимум при некотором эффективном значении ранга $r_{\text{эфф}} < r$, и для практических целей имеет смысл использовать эффективный ранг $r_{\text{эфф}}$ матрицы A .

Покажем это на примере тестовой задачи. Пусть облако занимает область $x_0 = 4$ км; $y_0 = 4$ км; $z_0 = 4$ км;

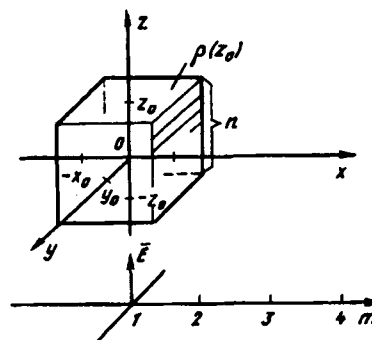


Рис. 3. Расчетная модель облака

$n=6$ км (рис. 3); $n=8$, $m=10$, расстояние между датчиками $a=2$ км, $\rho_v=f(z)$, $z < z_0$.

С помощью программы сингулярного анализа [4] получены следующие значения сингулярных чисел σ_i : $7,287$; $0,824$; $8,89 \cdot 10^{-2}$; $1,127 \cdot 10^{-2}$; $1,249 \cdot 10^{-3}$; $6,51 \cdot 10^{-5}$; $2,996 \cdot 10^{-7}$; $9,923 \cdot 10^{-8}$. Тогда в соответствии с (7):

Значение r	Погрешность $\Delta, \%$
1	12,6
2	1,1
3	0,171
4	$1,8 \cdot 10^{-2}$

т.е. при ранге матрицы A , равном 10, погрешность от замены матрицы A матрицей \hat{A} не превосходит 1,1%, а эффективный ранг матрицы A не превосходит 2.

Резюмируя проведенный анализ, рассмотрим практический способ нахождения эффективного ранга матрицы. Предположим, нам известны значения напряженности электрического поля в местах установки датчиков и максимальная относительная погрешность измерения ΔE . Тогда, используя датчик случайных чисел и варьируя значения напряженностей в пределах

$$E_{i3} - \Delta E E_{i3} \leq E_i \leq E_{i3} + \Delta E E_{i3},$$

для каждого набора $\{E_i\}$ будем получать наборы параметров $z_i = d_i/\sigma_i$, $i=1+m$.

Тогда тот номер r , для которого значения z_i ($i=1+r$) изменяются в заданных пределах, согласованных с погрешностью (например, 10%), и определяет эффективный ранг $r_{\text{эфф}}$ матрицы A .

В [2–4] приведено полное описание работы алгоритма сингулярного разложения, который является достаточно сложным, и нет необходимости здесь рассматривать его подробно. На практике поступают следующим образом: анализируются сингулярные числа σ_i и очень малые из них округляются до нуля. Тем самым уменьшается ранг матрицы A и улучшается ее обусловленность. При отбрасывании малых сингулярных чисел руковод-

ствуются заданным уровнем малости, введя границу τ , отражающую точность исходных данных. При этом считают, что всякое σ_i , большее τ , приемлемо, а $\sigma_j < \tau$ рассматриваются как пренебрежимо малые числа. Для практических целей применяется стандартная программа сингулярного разложения: SVD-разложение [4].

Анализ предельных возможностей детализации ЭСО. Кроме рассмотренного вопроса, сингулярное разложение позволяет проанализировать предельные возможности детализации электрической структуры облака. Общее решение СЛАУ (1) можно записать в виде

$$x = Vz = V \begin{Bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_r \\ \alpha_{r+1} \\ \alpha_n \end{Bmatrix} = C + D,$$

где $C = \bar{V}_1 z_1 + \dots + \bar{V}_r z_r$ — частное решение СЛАУ $Ax=b$; $D = \alpha_{r+1} \bar{V}_{r+1} + \dots + \alpha_n \bar{V}_n$ — общее решение СЛАУ $Ax=0$; \bar{V}_i — i -й столбец матрицы; $\alpha_{r+1} \div \alpha_n$ — произвольные числа.

Следует особо указать, что частное решение $x=C$ имеет минимальную норму из всех возможных решений $x=C+D$, поскольку

$$||x|| = ||z|| = (z_1^2 + \dots + z_r^2 + \alpha_{r+1}^2 + \dots + \alpha_n^2)^{0,5},$$

а решение $x=C$ соответствует $\alpha_{r+1} = \alpha_n = 0$. Физически это означает, что решение $x=C$ является наиболее гладким.

Из (5) следует, что $AV = U\Sigma$, т.е.

$$AV_i = \sigma_i U_i,$$

где V_i, U_i — столбцы матриц V и U , соответствующие сингулярному числу σ_i .

Отсюда следуют два важных момента.

1. Решение $\tilde{x}=C$, имеющее минимальную норму и являющееся наиболее гладким, есть линейная комбинация первых r столбцов матрицы V .

Поставив в соответствие каждому элементу i -го столбца матрицы V значения соответствующей координаты сетки разбиения интервала $[-z_0; z_0]$, на котором имеется решение, мы можем определить характер поведения вклада в решение \tilde{x} , обусловленного столбцом \bar{V}_i . Иными словами, решение \tilde{x} есть линейная комбинация «гармоник» \bar{V}_i , а поведение каждой из таких гармоник мы можем исследовать безотносительно значений измеряемых напряженностей поля, поскольку матрица A , определяемая взаимным геометрическим расположением области, занимаемой облаком, и координатами датчиков, полностью определяет матрицу V . Следует заметить, что рассмотренное свойство сингулярного разложения можно трактовать как прием, позволяющий выполнить разложение в степенной ряд с ограниченным числом членов.

На рис. 4. приведены элементы векторов \bar{V}_i ($i=1 \div 3$), привязанные к координатам сетки, при различных числах разбиения n интервала $[-z_0; z_0]$ для указанных геометрических параметров облака и расположения датчиков. Анализ этих графиков показывает, что вектор \bar{V}_1 отражает практически линейную составляющую решения \tilde{x} , а векторы \bar{V}_2 и \bar{V}_3 — его квадратичную и кубическую составляющие соответственно.

2. Из (12) следует, что

$$\tilde{A}D = A(\alpha_{r+1} \bar{V}_{r+1} + \dots + \alpha_n \bar{V}_n) = \alpha_{r+1} A\bar{V}_{r+1} + \dots +$$

$$+ \alpha_n A\bar{V}_n = \alpha_{r+1} \sigma_{r+1} U_{r+1} + \dots + \alpha_n \sigma_n U_n \approx 0, \quad (13)$$

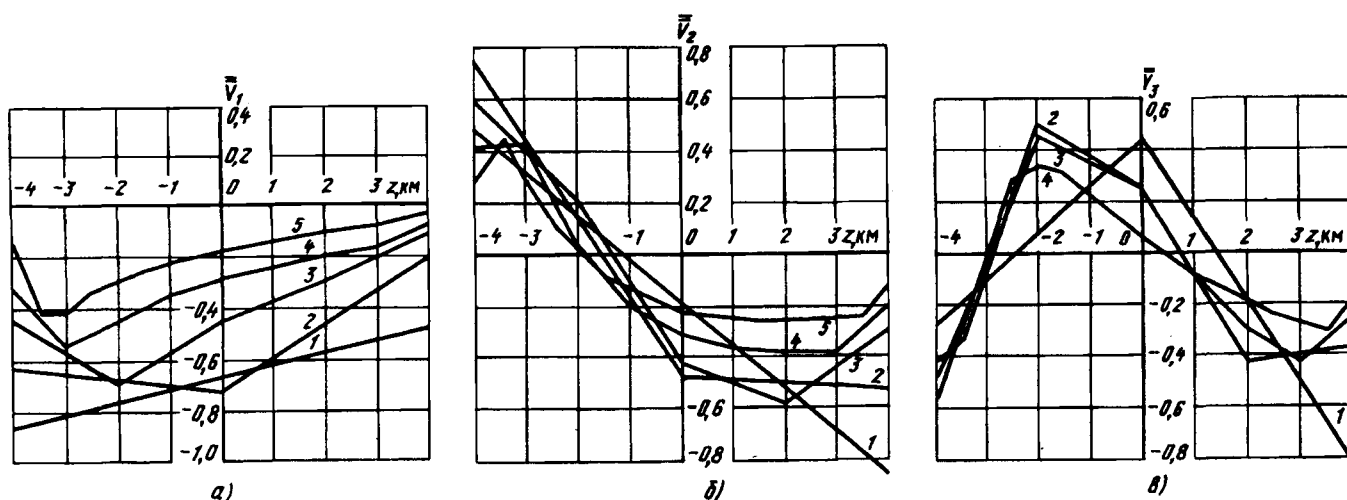


Рис. 4. Графики составляющих векторов при различных n числах разбиения интервала:
а — вектор \bar{V}_1 : 1 — $n=1$; 2 — $n=2$; 3 — $n=4$; 4 — $n=8$; 5 — $n=16$; б — вектор \bar{V}_2 : 1 — $n=1$; 2 — $n=2$; 3 — $n=4$; 4 — $n=8$; 5 — $n=16$; в — вектор \bar{V}_3 : 1 — $n=1$; 2 — $n=2$; 3 — $n=8$; 4 — $n=16$;

т. е. линейная комбинация таких распределений зарядов создает на земле нулевое поле. Это значит, что не представляется возможным определить коэффициенты $\alpha_{r+1} + \alpha_n$; из (12) и теоремы Остроградского—Гаусса следует, что интеграль-

ный заряд $\int_{-z_0}^{z_0} x dz$ распределения $\tilde{x} = \tilde{C}$ равен ана-

логичному интегралу реального распределения заряда в облаке.

Отсюда следует, что устойчиво расшифровать детали ЭСО, более тонкие, чем получаемые из векторов $\vec{V} + \vec{V}_r$, невозможно, так как эти тонкости определяются коэффициентами $\alpha_{r+1} + \alpha_n$, не подлежащими в соответствии с (13) определению по данным измерений в той же пространственной области — на поверхности земли.

Вывод. Для решения задачи расшифровки электрической структуры облаков наиболее предпочтительным является использование сингулярного разложения в качестве метода регуляризации. Сингулярное разложение позволяет проанализировать предельные возможности детализации электрической структуры облака в рамках принятой модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач.— М.: Наука, 1986.
2. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применение.— М.: Мир, 1980.
3. Лоусон Ч., Хенсон Р. Численное решение задач методом наименьших квадратов.— М.: Наука, 1986.
4. Форсайт Д., Малькольм М., Моултер К. Машинные методы математических вычислений.— М.: Мир, 1980.

[26.03.92]

Авторы: Орлов Александр Васильевич окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского энергетического института (МЭИ) в 1976 г. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Расшифровка электрической структуры заряженных облаков» в МЭИ. Старший научный сотрудник кафедры техники высоких напряжений МЭИ.

Петухов Виктор Сергеевич окончил электро-энергетический факультет МЭИ в 1979 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию в МЭИ. Заведующий отделом научно-исследовательских работ Научно-инженерного центра электронно-ионной технологии.

Ситуационное логическое управление переключениями в распределительных устройствах высокого напряжения

ДУБОВОЙ В.Г., ПОЛЯКОВ В.Е., ЧЕРНЕНКО В.С., ШТЕЙНФЕР Е.Г.

Рассмотрен способ ситуационного логического управления (СЛУ) оперативными переключениями, заключающийся в автоматическом выполнении диагностических процедур распознавания аварийной ситуации в электрическом распределительном устройстве, автоматизированном принятии управляющих решений и осуществлении персоналом оперативных переключений под логическим контролем системы. Предложен подход к созданию автоматизированной системы СЛУ, показаны методы синтеза алгоритмов диагностики ситуации. Показано, что практическая реализация способа СЛУ является актуальной и возможной в связи с широким внедрением в электроэнергетике информационно-управляющих АСУ.

In the present work a method of situation logical control (SLC) for a routine switching is reviewed. The method involves automatic diagnostics of pattern situation recognition in electric switchgear, automatic control decision-making and routine switching by personnel under logical system control. An approach to creating computer control system for SLC is proposed and the method of synthesizing situation diagnostic algorithms is shown. It is proved that practical realization of SLC-method is timely and feasible taking into account wide spreading of computer control systems in power engineering.

Управление оперативными переключениями в распределительных устройствах (РУ) электрических станций и подстанций, осуществляемое оперативным персоналом (оператор), разделяется на логическое управление плановыми оперативными переключениями и ситуационное логическое уп-

равление (СЛУ), предполагающее действия по обеспечению нормального режима в зависимости от возникшей ситуации в первичных и вторичных цепях схем электрических соединений. Современные РУ отличаются сложными схемами, для производства плановых переключений создаются

программы. Переключения в аномальной ситуации оператор выполняет, как правило, на основе инструктивных рекомендаций собственного анализа события. Повышение качества его работы возможно с применением средств автоматизации.

Предлагаемый принцип организации СЛУ отличается от традиционного тем, что заключение о состоянии схемы РУ и действия по ситуации производятся оператором с учетом анализа, выполненного автоматизированной системой ситуационного логического управления переключениями (система), реализация которой возможна на базе современных интегрированных управляющих систем с децентрализованной структурой.

В статье рассматриваются вопросы методологии построения алгоритмической части системы с использованием методов распознавания образов в пространстве признаков.

Ситуация в РУ характеризуется состоянием схемы электрических соединений силовых коммутационных аппаратов и коммутационных аппаратов цепей вторичной коммутации (КА), электрическими и тепломеханическими параметрами оборудования. Оперативное состояние схемы может изменяться в зависимости от режима эксплуатации, производства регламентных работ, аварийных нарушений и т.д. Каждое оперативное состояние, которое может принимать схема электрических соединений РУ, рассматривается как отдельный объект (схема). Для РУ существует набор схем, выраженных множеством $C = \{c\}$.

Возможны различные режимы эксплуатации оборудования РУ (режим): нормальный эксплуатационный, ремонтный, аварийный, послеаварийный, специальные режимы испытаний, режимы пуска и наладки. Все виды режимов выражаются множеством $P = \{p\}$, каждый режим включает в себя множество схем.

Схемы различаются свойствами (признаками) — состоянием КА и уровнем параметров оборудования. Наличие или отсутствие признака с помощью измерительных органов (ИО) кодируется двоичным кодом (состояние КА: «включен»—«отключен», «введен»—«выведен», «сработал»—«не сработал» и др.; уровень параметров: «выше уровня»—«норма», «ниже уровня»—«норма»). Такие признаки, имеющие два состояния («0» или «1») и определяющие одну из двух областей существования параметра, относятся к семейству булевых [1], решение задачи распознавания будет сводиться к операциям над множествами, состоящими из двух признаков. При построении системы используются не все признаки, а лишь существенные, т. е. те, которые являются определяющими для обработки решающих правил. Признаки x , которыми оперирует система, принадлежат множеству $X = \{x\}$ и составляют массив входной информации. Фор-

мирование массива и оптимизация числа признаков осуществляются экспертами на стадии создания базы знаний системы.

Возможность неправильного функционирования ИО, зависящую от надежности первичных датчиков и повреждений входного канала системы, учтем признаками: $\Phi_n(x)$ — неправильное срабатывание ИО; $\Phi_0(x)$ — отказ ИО в срабатывании; $\Phi_c(x)$ — сообщение недостоверно.

Множество всех $x \in X$, соответствующих элементу $c \in C$, является образом c в X , следовательно, изображение или образ схемы — это совокупность конечного числа признаков схемы.

Используемые методы распознавания основаны на понятии пространства признаков и обработки в этом пространстве, при этом принимается, что образ схемы можно представить в виде вектора, принадлежащего множеству X . Множество образов представляют в виде множества векторов, состоящего из подмножеств, таких, что каждый вектор, отнесенный в результате безошибочной классификации к j -му классу, принадлежит подмножеству c_j . Для решения задачи должна быть разработана процедура, позволяющая разбивать множество X на классы схем, принадлежащие тому или иному режиму и составляющие систему множеств $M = \{c_1, \dots, c_i, c_j, \dots, c_n\}$, после чего идентифицировать схему сложившейся ситуации. Разбиение будет завершено, если все попарные пересечения множества схем, принадлежащих i -му классу, и множества схем j -го класса пусты [2]: $\forall c_i, c_j \in M [c_i \neq c_j \rightarrow c_i \cap c_j = \emptyset]$ и соблюдаются соотношения: $\forall c_i \in M [c_i \subseteq X], \cup c_i = X, c_i \in M$.

Совокупность M представляет собою результат разделения $\Pi(X)$ множества X , являющегося в этом случае полностью сепарабельным; необходимо отыскать такую функцию f , которая обеспечивает это разделение $f: C \rightarrow \Pi(X)$. Практически пространство признаков для РУ представляется кусочно-сепарабельным в связи с возможностью наложения аварийных событий, что усложняет процедуру распознавания.

Поставленная задача будет решена, если в результате происшедшего аварийного отключения или превышения нормальных эксплуатационных параметров оборудования система однозначно распознает среди множества режимов $P = \{p\}$ аварийный с образом $p_A = \{x_A\}$; реальная схема с образом $c_{Ai} = \{x_{Ai}\}$ будет идентифицирована с базовой из имеющегося набора схем аварийного режима $C_A = \{c_A\}$, или определена наиболее оптимальная для данной ситуации базовая схема, к которой необходимо перейти оператору путем производства оперативных переключений со щита управления РУ; автоматически сформируется совет по СЛУ.

Представим ситуацию в РУ в произвольный

c_{Aj}	c_{Ai}	
	1	0
1	a	h
0	g	b

$$\left. \begin{aligned}
 a &= \sum_{k=1}^n x_{ik} x_{jk}; \\
 b &= \sum_{k=1}^n (1-x_{ik})(1-x_{jk}); \\
 h &= \sum_{k=1}^n (1-x_{ik}) x_{jk}; \\
 g &= \sum_{k=1}^n x_{ik} (1-x_{jk}).
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

По формулам (3) вычисляется число случаев, когда:

c_{Ai} и c_{Aj} обладают одним и тем же признаком (a);

не обладают никакими общими признаками (b);

c_{Ai} не обладает признаком, присущим $c_{Aj}(h)$;

c_{Ai} обладает признаком, отсутствующим у $c_{Aj}(g)$.

После арифметических вычислений (для каждой сравниваемой пары) величин a, b, h, g вычисляются функции сходства по формулам Сокаля и Мишнера

$$S_1(i, j) = \frac{a+b}{a+b+g+h}$$

и Кульжинского

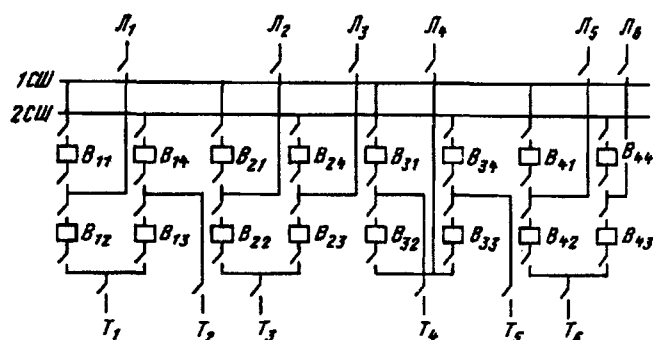
$$S_2(i, j) = \frac{a}{g+h},$$

определяются $S_{1\max}$ и $S_{2\max}$ и выявляется $c_{A\sigma}$, имеющая наибольшее сходство со схемой ситуации. Если максимумы соответствуют разным схемам, то оперативному персоналу выдается программа ситуационных переключений по приведению схемы РУ к базовой, определенной по $S_{2\max}$, формула которой признана исследователями [4] наиболее чувствительной к сходству двух предъятий, и предлагается альтернативный вариант действий по схеме $c_{Ai} \rightarrow S_{1\max}$.

При построении системы необходимо формировать несколько СБ для повышения быстродействия ЭВМ и рационального использования ее оперативной памяти.

В качестве примера рассмотрим принцип построения алгоритма системы для РУ-500 кВ Пермской ГРЭС (упрощенная схема электрических соединений приведена на рисунке). Выявление аварийного отключения выключателя производится по структурным формулам вида:

$$AB_i = B_i \Pi (\bar{B}_{iA} \vee \bar{B}_{iB} \vee \bar{B}_{iC}),$$



где B_i — команда, выданная системой на включение выключателя и подтвержденная обратным сообщением о включении; Π — оператор памяти; B_{iA}, B_{iB}, B_{iC} — признаки включенного состояния фаз выключателя. Признаки отклонения электрических и тепломеханических параметров трансформаторов от нормы и признаки AB_i формируются в устройствах интеллектуальной периферии системы. Если аварийный режим ограничен одним AB_i , то система выдает заключение о выводе в ремонт выключателя и сообщает о готовности выдать программу переключений по выводу. Во всех остальных случаях вводится в действие алгоритм распознавания $c_{A\sigma}$.

К базовым схемам аварийного режима отнесем: AL_i — аварийное отключение i -й линии электропередачи; AT_i — аварийное отключение i -го трансформатора; ASH_i — аварийное погашение i -й системы шин; HB_i — повреждение i -го выключателя в процессе переключений или развивающегося дефекта с необходимостью отделения видимым разрывом от цепей, находящихся под напряжением; AP_i — повреждение i -го разъединителя в процессе переключений; AZ_i — аварийное включение i -х заземляющих ножей на рабочее напряжение.

Введем обозначения: $3L_1 = \bigvee_{i=1}^n 3L_{1i}$ — дизъюнкция сигналов работы отключающих защит

$Л1$, аналогичные обозначения применим для трансформаторов и систем шин; U_{li}, U_{shi} — наличие напряжения на i -й линии или системе шин; $I_{liA}, I_{liB}, I_{liC}, I_{BiA}, I_{BiB}, I_{BiC}$ — наличие тока в фазах i -й линии или i -го выключателя; $I_{l1i} = I_{l1A} \vee I_{l1B} \vee I_{l1C}$ — наличие тока в одной из фаз $Л1$; $I_{l1j} = \overline{I_{l1A}} \vee \overline{I_{l1B}} \vee \overline{I_{l1C}}$ — отсутствие тока в одной из фаз $Л1$; подобные обозначения применим для трансформаторов и выключателей; $\downarrow B_i$ — снижение давления в фазах воздушного выключателя; P_i, Z_i — признаки, аналогичные B_i .

Используя введенные обозначения, запишем соотношения (2) для $c_{iA\sigma}$ в виде конъюнкций или более сложных наборов логических операций:

Полученные зависимости (4) сконцентрируем

Метод анализа поверхностного эффекта в прямолинейных проводниках с учетом влияния идеальных экранов

ШАКИРОВ М.А., КИЯТКИН Р.П.

Предложен эффективный численно-аналитический метод анализа поверхностного эффекта в массивных прямолинейных проводниках при наличии идеальных магнитных или электромагнитных экранов. Условные собственные и взаимные индуктивности элементарных проводников определяются по аналитическим соотношениям, получаемым с использованием конформных отображений. На заключительном этапе производится численный расчет токов элементарных проводников путем решения системы уравнений эквивалентной схемы из параллельных ветвей, соответствующих элементарным проводникам тоководов.

Необходимость учета поверхностного эффекта в прямолинейных проводниках возникает как при проектировании крупногабаритных электрических устройств (турбо- и гидрогенераторов, трансформаторов, тоководов мощных электроэнергетических систем, установок индукционного нагрева), так и при создании малогабаритных электромагнитных систем, работающих на повышенных частотах [1]. Задача существенно усложняется для массивных проводников, находящихся вблизи идеальных магнитных или электромагнитных экранов [2, 3]. Признаком теоретической незавершенности проблемы является отсутствие работ, в которых для ее решения использовался бы аппарат конформных отображений. В то же время известно, насколько это средство является полезным и эффективным при анализе стационарных электрических и магнитных полей.

В настоящей статье впервые рассматриваются возможности применения конформных преобразований для построения численно-аналитического алгоритма расчета потерь в системе N параллельных прямолинейных проводников A, B, \dots с синусоидальными токами J_A, J_B, \dots при следующих допущениях (рис. 1,а):

поле является плоскопараллельным и квазистационарным;

магнитная проницаемость идеальных магнитных экранов $\mu = \infty$, что близко к условиям прохождения магнитных потоков по шихтованным стальным сердечникам;

в идеальные электромагнитные экраны поле не проникает ($\mu = \mu_0, \mu = \infty$);

тоководы немагнитные, их число произвольно, удельные электропроводности $\gamma_A, \gamma_B, \dots$ могут отличаться друг от друга;

The efficient numerical and analytical method is proposed for analysis of the skin effect in massive rectilinear conductors with ideal magnetic or electromagnetic shields. Conventional self and mutual inductances of elementary conductors are determined by analytical expressions, obtaining using conformal mapping. At the final stage the numerical calculation of currents in elementary conductors is carried out by solving the system of equations of the equivalent scheme of parallel branches, corresponding to elementary conductors of current carriers.

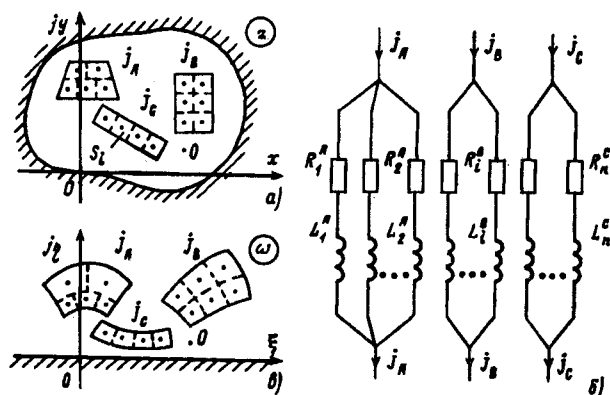


Рис. 1

токи J_A, J_B, \dots могут различаться по фазе и амплитуде, а также равняться нулю (для немагнитных экранов); система в целом является нейтральной, т.е. алгебраическая сумма токов всех N проводов

$$J_A + J_B + \dots = 0. \quad (1)$$

Основой предлагаемого алгоритма являются известные схемные модели для замкнутых массивных витков, получаемые после разбиения последних на элементарные витки (ЭВ) с малыми сечениями S_i . Предполагается, что ток I_i i -го ЭВ распределяется по его сечению равномерно и усредненная плотность тока в пределах S_i равна

$$\delta_i = I_i / S_i. \quad (2)$$

Каждый ЭВ заменяется «элементарной ветвью» (рис. 1,б) с индуктивностью L_i и сопротивлением

$$R_i = l / \gamma S_i. \quad (3)$$

Все ветви схемы рис. 1,б связаны взаимноиндуктивными связями M_{ij} .

Однако в системе прямолинейных проводов после разбиения их на элементарные проводники (ЭП) с сечениями S_i идентифицировать элементарные витки (ЭВ) в общем случае невозможно. Эту трудность можно устранить, если ввести фиктивную *общую* нить (*О-нить*) с нулевым электрическим сопротивлением, выполняющую роль обратного провода (с радиусом $\rho_0 \rightarrow 0$) для всех ЭП. Если исходная система токов удовлетворяет условию (1), то суммарный ток *О-нити* равен нулю и ее присутствие не влияет на распределение поля. Поэтому она может быть помещена в произвольную $(\cdot)O$ расчетной области (рис.1,а), включая ее границу. *О-нить* может использоваться также для моделирования обратного тока с целью корректной постановки задачи, когда токи массивных проводов не удовлетворяют условию (1). В примерах, рассмотренных ниже, показано, что положение *О-нити* в этих случаях будет зависеть от конкретных условий задачи. С учетом сказанного и в дальнейшем термины «ЭП» и «ЭВ» употребляются как синонимы.

Если число ЭП *A*-токовода равно N_A , число ЭВ *B*-токовода равно N_B и т.д., то общее число всех ЭП массивных тоководов

$$n = N_A + N_B + \dots$$

Обозначим через $I_A = \{I_i^A\}$ N_A -мерный столбец токов ЭП *A*-токовода, через $I_B = \{I_i^B\}$ N_B -мерный столбец токов ЭП *B*-токовода и т.д. Согласно схеме замещения (рис. 1,б) их расчет сводится к численному решению следующей системы из $n+N$ уравнений:

$R_A + j\omega M_A$	$j\omega M_{AB}$	$j\omega M_{AC}$	1	1	...
$j\omega M_{BA}$	$R_B + j\omega M_B$	$j\omega M_{BC}$	1	1	...
$j\omega M_{CA}$	$j\omega M_{CB}$	$R_C + j\omega M_C$	1	1	...
1	1	...	1	1	...
	1	1	...		
		1	1	...	

 \times

I_A
I_B
I_C
\dot{U}_A
\dot{U}_B
\dot{U}_C

 $=$

J_A
J_B
J_C

(4)

где $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dots$ — напряжения на источниках тока J_A, J_B, \dots ; R_A, R_B, \dots — диагональные матрицы активных сопротивлений ЭВ различных тоководов. Буквой *M* с соответствующими индексами обоз-

начены матрицы условных собственных и взаимных индуктивностей между ЭВ. Термин «условная индуктивность» указывает на то, что индуктивности ЭВ для каждого токовода определяются с точностью до общей для них постоянной, влияющей лишь на величину напряжения задающего источника тока. Это обстоятельство позволяет избежать неопределенностей, связанных с введением *О-нитей*, поскольку части величин индуктивностей ЭВ, учитывающие радиус $\rho_0 \rightarrow 0$ *О-нити* и ее собственную индуктивность, являются общим для всех ЭВ.

По полученным в результате решения системы (4) токам I_i , где $i = \overline{1, n}$, с помощью (2) можно найти усредненные плотности токов, а также коэффициент увеличения активного сопротивления k_f (коэффициент Фильда) токовода. Например, для *A*-токовода

$$k_f^A = \frac{R_-^A}{R_0^A} = \frac{P_-^A}{P_0^A} = \frac{\sum_{i=1}^{N_A} R_i^A I_i^{A2}}{R_0^A J_A^2}, \quad (5)$$

где $R_0^A = 1/\gamma_A S_A$ — сопротивление *A*-токовода постоянному току.

Таким образом, главная трудность заключается в получении аналитических выражений для определения условных собственных $L_i = M_{ii}$ и взаимных M_{ij} индуктивностей ЭВ. Ключевой является идея использовать свойство инвариантности индуктивностей относительно конформных преобразований (рис. 1,в) и производить их расчет по формулам, выведенным для более простых областей.

В табл. 1 представлены формулы индуктивностей, выведенные методом зеркальных изображений, для типовых случаев взаимного месторасположения ЭВ в ω -области, ограниченной плоским идеальным магнитным экраном. Их применение основано на свойстве конформных преобразований сохранять малые фигуры (в частности, малые сечения ЭП) почти подобными с коэффициентом подобия, равным модулю производной отображающей функции $|\omega'(z_i)|$, где z_i — центр сечения *i*-го ЭП в исходной *z*-области. Поэтому, если в *z*-области СГР (среднее геометрическое расстояние [3]) площади *i*-го ЭП от самой себя равно g_{ii} , т.е. ее СГР в ω -полуплоскости приближенно равно

$$G_{ii} = |\omega'(z_i)| g_{ii}. \quad (6)$$

В п. 1 табл. 1 дано выражение для определения M_{ij} между *i*-м и *j*-м ЭВ в случае, когда *О-нить* отобразилась в $(\cdot) \omega = \infty$, а в п. 2 — в конечную $(\cdot) \xi_0$ вещественной оси. П.3 соответствует случаю с двумя *О-нитей*, одна из которых отобразилась в бесконечность, а п. 4 — когда одна из нитей отобразилась в «левую» конечную $(\cdot) \xi_l$, а другая в «правую» конечную $(\cdot) \xi_n$ вещественной оси.

Таблица 1

Условные индуктивности линейных элементарных витков в ω -полуплоскости, ограниченной плоским магнитным экраном		
№ п/п	Расположение элементарных витков	Индуктивности ($G_{ii}= \omega_i g_{ii}$; $G_{ij}= \omega_i-\omega_j $; $G_{ij'}= \omega_i-\hat{\omega}_j $) $L_i=M_{ii}$
1		$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{G_{ij}} + \ln \frac{1}{G_{ij'}} \right)$
2		$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{G_{ij}} + \ln \frac{1}{G_{ij'}} + \ln G_{i0}^2 G_{j0}^2 \right)$
3		$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{G_{ij}} + \ln \frac{1}{G_{ij'}} + \ln G_{i0} G_{j0} \right)$
4		$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{G_{ij}} + \ln \frac{1}{G_{ij'}} + \ln G_{il} G_{jl} G_{in} G_{jn} \right)$

В случае электромагнитного экрана для всех вариантов табл. 1 имеем

$$M_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{1}{G_{ij}} - \ln \frac{1}{G_{ij'}} \right]. \tag{7}$$

Центральная часть алгоритма — построение аналитической функции $\omega(z)$, отображающей заданную расчетную область, ограниченную идеальным экраном, на ω -полуплоскость, и определение точек ω_i , соответствующих центрам z_i ЭП, что приводит к следующей классификации задач в зависимости от вида отображающей функции:

- 1) простые задачи, если существует явная форма $\omega=f(z)$, где $f(z)$ — комбинация элементарных и (или) специальных функций;
- 2) сложные задачи, если отображение может быть выражено в неявной форме $z=F(\omega)$;
- 3) сверхсложные задачи, которые не сводятся к предыдущим, а точки центров ЭП ω_i в ω -полуплоскости могут быть найдены лишь численными

методами (задачи этого типа выходят за рамки настоящей работы).

С целью анализа свойств и особенностей предлагаемого алгоритма рассмотрим реализацию его для задач второго типа при наличии как магнитного, так и электромагнитного экранов.

Пример 1. Найдем распределение тока $j=1$ А при частоте $f=400$ Гц в алюминиевом ($\gamma=3,62 \cdot 10^{-7}$ См/м) токовode T прямоугольного сечения $a' \times b'=20 \times 30$ мм², окруженном магнитным экраном $A_1 A_2 A_3 A_4 A_1$ (рис. 2,а) при прохождении

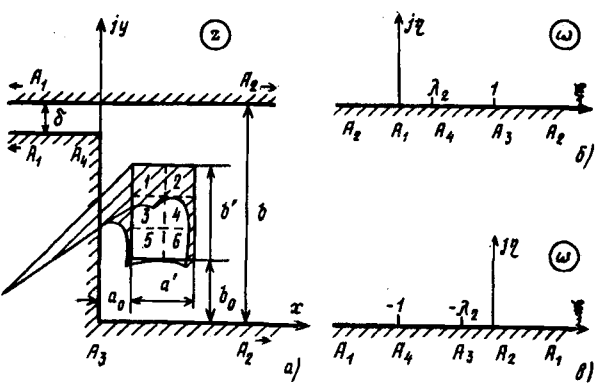


Рис. 2

обратного провода с током $j=-1$ А через (\cdot) $z_{A1}=-\infty+jh$. Размеры экрана (в миллиметрах) $b=70$, $b_0=20$, $\delta=10$ и $a_0=10$.

Таким образом, рассматривается эффект вытеснения тока в $A_1 T$ -витке. Решение задачи представим отдельными этапами, результаты выполнения которых сведем в табл. 2.

Таблица 2

Расчет поверхностного эффекта в $A_1 T$ -витке с помощью отображения рис. 2,а,б (случай идеального магнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
z_i , мм	$15+j45$	$25+j45$	$15+j35$	$25+j35$	$15+j25$	$25+j25$
ω_i	$0,2161+j0,3338$	$0,1137+j0,6314$	$0,4896+j0,3702$	$0,4897+j0,7005$	$0,7632+j0,3335$	$0,8657+j0,6312$
$ \omega_i $	26,48	37,60	28,30	38,89	26,49	37,61
G_{ii}	0,1184	0,1681	0,1265	0,1739	0,1185	0,1682
$L_i \cdot 10^7$, Гн/м	-2,3033	-0,4517	0,8311	1,5683	3,6128	3,6510
$M_{ij} \cdot 10^7$, Гн/м	-2,3033	-3,0930	-2,5051	-2,8887	-2,9195	-3,0437
I_p , А	$0,6362+j0,2150$	$0,2869-j0,0224$	$0,0636-j0,1250$	$-0,0322-j0,0892$	$0,0209+j0,0025$	$0,0246+j0,0191$
δ_p , м ² (при $n=6$)	6716	2877	1403	949	210	312
δ_i ($n=54$)	6215	2760	929	375	327	278
δ_i ($n=150$)	6007	2685	913	365	321	268

Этап 1. Разбиение сечения токовода T на n ЭП. На рис. 2,а малые сечения ЭП выделены штриховыми линиями и пронумерованы, их центры имеют координаты z_i , причем $i=\overline{1,n}$. Для наглядности принята грубая дискретизация: $n=6$. Площади элементарных сечений одинаковы и равны $S_i=a'b'/n=10^{-4}$ м². Активное сопротивление каждого ЭП на единицу длины согласно (3) равно $R_i=2,762 \cdot 10^{-4}$ Ом/м.

Этап 2. Вычисление СГР площадей S_i от себя самих в исходной z -области. Так как сечения всех ЭП одинаковы (квадраты со сторонами $a_i=b_i=0,01$ м), то СГР их площадей также одинаковы и согласно [3, с. 383] могут быть вычислены по формуле

$$g_{ii}=0,2236(a_i+b_i)=4,472 \cdot 10^{-3} \text{ м.} \quad (8)$$

Этап 3. Отображение области $A_1A_2A_3A_4A_1$ на верхнюю ω -полуплоскость. Для выбранного на рис. 2,б положения точек A_k производная отображающей функции согласно формуле Кристоффеля—Шварца определяется выражением

$$\frac{dz}{d\omega} = \frac{b\beta}{\pi\omega},$$

где $\beta = \sqrt{\frac{\omega-\lambda^2}{\omega-1}}$, $\lambda=\delta/b$.

Отображающая функция записывается в неявной форме

$$z = F(\omega) = \frac{b}{\pi} \left(\ln \frac{\beta+1}{\beta-1} - \lambda \ln \frac{\beta+\lambda}{\beta-\lambda} \right). \quad (9)$$

Этап 4. Определение координат ω_i ЭП в ω -полуплоскости путем решения трансцендентного уравнения (9) по заданным z_i . Для этой цели можно использовать подход, аналогичный итерационному алгоритму Ньютона—Рафсона:

$$\omega_i^{(k+1)} = \omega_i^{(k)} + \frac{z_i - F(\omega_i^{(k)})}{F'(\omega_i^{(k)})}, \quad (10)$$

где k — номер итерации.

Приведенные в табл. 2 значения ω_i были получены по формуле (10) с использованием условия

$$\left| (\omega_i^{(k+1)} - \omega_i^{(k)}) z'(\omega_i^{(k)}) \right| < 0,01 g_{ii}.$$

При начальном приближении $\omega_i^{(0)}=0,5+j0,5$ число итераций не превысило трех.

Этап 5. Вычисление СГР площадей ЭП в ω -полуплоскости от себя самих по формуле (6). Модуль производной отображающей функции рассчитывается по формуле

$$|\omega'_i| = \frac{1}{\left| \frac{dz}{d\omega} \right|} = \left| \frac{\pi}{b} \omega_i \frac{\omega_i-1}{\omega_i-\lambda^2} \right|. \quad (11)$$

Подстановкой в (11) найденных выше значений ω_i получили величины $|\omega'_i|$, приведенные в табл. 2. Там же представлены значения ω =СГР, вычисленные с учетом (8) по формуле $4,472 \times 10^{-3} |\omega'_i|$.

Этап 6. Расчет условных собственных индуктивностей на единицу длины ЭВ $L_i=M_{ii}$.

Так как отображение (9) переводит O -нить с обратным током в (\cdot) $\xi_0=\xi_{A1}=0$, то все ЭВ примут форму, показанную в п. 2 табл. 1. Согласно данным табл. 2 для первого ЭВ имеем

$$G_{11}=0,1184; G_{11}'=|\omega_1-\hat{\omega}_1|=0,6676;$$

$$G_{10}=|\omega_1-\xi_0|=0,3976;$$

$$\begin{aligned} L_1=M_{11} &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{1}{0,1184} + \ln \frac{1}{0,6676} + \ln (0,3976)^4 \right) = \\ &= -2,303 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}; j\omega L_i = j \cdot 2\pi \cdot 400 L_1 = \\ &= -5,789 \cdot 10^{-4} \text{ Ом/м.} \end{aligned}$$

Результаты вычислений L_i представлены в табл. 2.

Этап 7. Расчет условных взаимных индуктивностей ЭВ на единицу длины. Используя формулу из п. 2 табл. 1 и данные табл. 2, для первого и второго ЭВ получаем:

$$G_{12}=|\omega_1-\omega_2|=0,3147; G_{12}'=|\omega_1-\hat{\omega}_2|=0,9706;$$

$$G_{10}=|\omega_1-\xi_0|=0,4976; G_{20}=|\omega_2-\xi_0|=0,6415;$$

$$\begin{aligned} M_{12} &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,3147} + \ln \frac{1}{0,9706} + \ln (0,3976^2 \times \right. \\ &\quad \left. \times 0,6415^2) \right) = -3,093 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}; j\omega M_{12} = \\ &= j \cdot 2\pi \cdot 400 M_{12} = -7,774 \cdot 10^{-4} \text{ Ом/м.} \end{aligned}$$

Так как $M_{ij}=M_{ji}$, то достаточно вычислить лишь $(N^2-N)/2$ значений M_{ij} при $i,j=\overline{1,n}$ и $j \leq i-1$. Значения M_{12}, \dots, M_{16} приведены в седьмой строке табл. 2.

Этап 8. Формирование системы (4), которая в случае одного токовода с током $J=1$ А принимает вид

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \mathbf{R} + j\omega \mathbf{M} & \begin{array}{c} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \\ \hline 1, 1, \dots & \end{array} \times \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{I} \\ \hline \dot{U} \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline 1 \end{array}. \quad (12)$$

В развернутой форме система (12) выглядит так:

2,762- j5,789						1	I_1	
-j7,774	2,762- -j1,135	симметрично				1	I_2	
-j6,296	-j5,780	2,762+ +j2,089	$\times 10^{-4}$			1	I_3	
-j7,260	-j2,841	-j1,260	2,762+ +j3,941			1	I_4	
-j7,338	-5,371	j1,138	j0,174	2,762+ +j9,080		1	I_5	
-j7,649	-j4,272	-j0,625	j2,316	j4,815	2,762+ +j9,176	1	I_6	
1	1	1	1	1	1		\bar{U}	1

Результаты ее решения представлены в восьмой строке табл. 2. Там же ниже приведены значения модулей токов ЭП и их плотности, рассчитанные по (2). Предполагается, что найденные плотности токов δ_i соответствуют центрам ЭП токовода (рис. 2,а). В двух последних строках табл. 2 представлены значения δ_i в тех же точках сечения токовода, полученные при разбиении его на 54 и 150 одинаковых ЭП. Найденные значения δ_i позволяют построить эпюры распределения плотности тока по сечению токовода, например, подобные изображенным на рис. 2,а тонкими линиями ($n=150$) кривым изменения $|\delta|$ по периметру сечения токовода Т.

Этап 9. Расчет коэффициента увеличения активного сопротивления токовода на переменном токе по формуле (5). В рассматриваемом примере

$$R_0 = 1/(3,62 \cdot 10^{-7} \cdot 0,02 \cdot 0,03) = 4,604 \cdot 10^{-5} \text{ Ом/м,}$$

а формула (5) принимает вид

$$k_{400}^M = \frac{R_-}{R_0} = \frac{2,762 \cdot 10^{-4}}{4,604 \cdot 10^{-5}} \sum_{i=1}^6 I_i^2 = 3,38,$$

где верхний индекс «м» указывает, что решение получено с учетом влияния идеального магнитного экрана. При разбиении сечения токовода на $n=54$ ЭП получено $k_{400}^M=4,71$, а при $n=150$ значение $k_{400}^M=4,84$, что свидетельствует об устойчивости решения.

Пример 2. Решим задачу примера 1 для A_1T -витки, используя другое конформное отображение, переводящее O -нить обратного тока в бесконечно удаленную точку ω -полуплоскости (рис. 2,а,в).

Первые два этапа решения не отличаются от примера 1. На следующих трех этапах получены и использованы при вычислениях СГР (6) и координат ω_i следующие соотношения для отобра-

жающей функции:

$$\frac{dz}{d\omega} = -\frac{\delta\beta}{\pi\omega},$$

где

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega+1}{\omega+\lambda^2}}, \quad \lambda = \delta/b; \quad (13)$$

$$z = \frac{b}{\pi} \left(\ln \frac{\lambda\beta+1}{\lambda\beta-1} - \lambda \ln \frac{\beta+1}{\beta-1} \right); \quad (14)$$

$$|\omega'_i| = \left| \frac{1}{\frac{dz}{d\omega_i}} \right| = \left| \frac{\pi}{\delta} \omega_i \sqrt{\frac{\omega_i+\lambda^2}{\omega_i+1}} \right|. \quad (15)$$

Соответствующие результаты расчетов представлены в третьей, четвертой и пятой строках табл. 3.

Таблица 3

Расчет условных индуктивностей элементарных проводников A_1T -витки с помощью отображения рис. 2,а,в (случай идеального магнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
ω_i	-0,0279 +j0,0432	-0,0056 +j0,0313	-0,0265 +j0,0201	-0,0137 +j0,0196	-0,0224 +j0,0098	-0,0154 +j0,0112
$ \omega'_i $	3,4257	1,8642	1,5327	1,0873	0,7795	0,6687
G_{ii}	0,0153	0,0083	0,0069	0,0049	0,0035	0,0030
$L_i \cdot 10^7$, Гн/м	13,258	15,117	16,396	17,131	19,178	19,216
$M_{ij} \cdot 10^7$, Гн/м	13,258	12,468	3,054	2,672	12,640	12,516

Так как O -нить в ω -полуплоскости находится в бесконечности, то для расчета индуктивностей ЭВ используем формулу из п.1 табл. 1. Согласно данным табл. 3 для первого ЭП имеем

$$G_{11} = 0,0153; \quad G_{11}' = |\omega_1 - \hat{\omega}| = 0,0864;$$

$$L_1 \equiv M_{11} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,0153} + \ln \frac{1}{0,0864} \right) = 13,258 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Далее для первого и второго ЭП находим:

$$G_{12} = |\omega_1 - \omega_2| = 0,0253; \quad G_{12}' = |\omega_1 - \hat{\omega}_2| = 0,0778;$$

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,0253} + \ln \frac{1}{0,0778} \right) = 12,468 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Значения остальных условных индуктивностей приведены в последних строках табл. 3.

Как и следовало ожидать, после формирования и решения системы (12) были получены значения I_i , совпадающие с результатами решения предыдущего примера с точностью до четвертой значащей цифры.

Пример 3. Определим распределение тока $j=1$ А на частоте $f=400$ Гц в TA -витке (рис. 2,а). Условие

этой задачи отличается от условий обеих предыдущих задач тем, что O -нить обратного тока $J = -1$ А проходит через $(\cdot) z_{A2} = +\infty$.

Если использовать отображение (9), переводящее O -нить в $(\cdot) \omega = \infty$ (рис. 2,а,б), то можно воспользоваться данными первых пяти строк табл. 2.

Для расчета условных индуктивностей следует применить формулу из п. 1 табл. 1, так как обратные провода всех ЭВ на ω -полуплоскости находятся в $(\cdot) \omega = \infty$. Полученные значения L_i и M_{ij} представлены в табл. 4, там же приведены основные результаты последующего расчета. По формуле (5) находим $k_{400}^M = 2,047$. При $n = 54$ получено $k_{400}^M = 2,79$, а при $n = 150 - k_{400}^M = 2,87$. Можно заключить, что решение устойчиво.

Таблица 4

Расчет поверхностного эффекта в TA_2 -витке с помощью отображения рис. 2,а,б (случай идеального магнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
$L_i \cdot 10^7, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$	5,0738	3,0994	4,7364	2,8240	5,0770	3,0991
$M_{1i} \cdot 10, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$	5,0738	2,3717	3,1366	1,4286	1,5011	0,3696
$\dot{I}_p, \text{А}$	$0,0726 - j0,0362$	$0,3551 - j0,1020$	$-0,0597 - j0,0870$	$0,2043 - j0,0445$	$0,0725 - j0,0362$	$0,3552 + j0,1020$
$I_p, \text{А}$	0,0811	0,3695	0,1055	0,2091	0,0811	0,3695
$\delta_{rA} / \text{м}^2$ (при $n=6$)	811	3695	1055	2091	811	3695
δ_i ($n=54$)	847	3400	396	1944	846	3401
δ_i ($n=150$)	832	3283	363	1894	832	3284

Пример 4. Решим задачу предыдущего примера (TA_2 -виток), используя отображение (14), переводящее O -нить обратного тока в $(\cdot) \omega_{A2} = 0$ (рис. 2, а,б). В этом случае можно воспользоваться результатами уже выполненных расчетов, помещенными в первые пять строк табл. 3. Условные индуктивности рассчитываем по формуле из п. 2 табл. 1, поскольку обратные провода всех ЭВ пересекают ω -полуплоскость в $(\cdot) \xi_{A2} = 0$. Результаты этих расчетов представлены в табл. 5. Значения токов ЭП, полученные решением системы уравнений (12), полностью совпадают с результатами, полученными в предыдущем примере (табл. 4).

Пример 5. Найдем распределение тока $J = 1$ А в токовом (рис. 2,а) на частоте $f = 400$ Гц, полагая, что обратный ток протекает по двум O -нитям, проходящим через $(\cdot) z_{A1} = -\infty + jh$ и $(\cdot) z_{A2} = +\infty$, причем в каждой нити ток равен $-J/2 = -0,5$ А. Таким образом, рассмотрению подлежит

Таблица 5

Расчет условных индуктивностей элементарных проводников TA_2 -витка с помощью отображения рис. 2,а,б (случай идеального магнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
$L_i \cdot 10^7, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$	-10,488	-12,468	-10,832	-12,742	-10,495	-12,471
$M_{1i} \cdot 10^7, \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$	-10,488	-13,197	-12,433	-14,136	-14,069	-15,199

A_1TA_2 -виток. Геометрические параметры токовода и идеального магнитного экрана те же, что и в примере 1. Такая задача встречается при расчете «нечетных» полей электрических машин [4], анализе вытеснения тока в короткозамкнутом кольце ротора спрямленного асинхронного двигателя [2] и т. д.

Применяя отображение (9) (рис. 2,а,б), можем воспользоваться помещенными в первые пять строк табл. 2 численными результатами реализации первых шести этапов решения примера 1. Так как отображение (9) переводит одну O -нить в $(\cdot) \xi_{A1} = 0$, а другую в $(\cdot) \omega_{A2} = \infty$ (рис. 2,б), то вычисления условных индуктивностей производим по формуле из п. 3 табл. 1. Согласно данным табл. 2 имеем:

$$G_{11} = 0,1184; G_{11}' = |\omega_1 - \hat{\omega}_1| = 0,6676; G_{10} = |\omega_1 - \xi_{A1}| = 0,3976; L_{11} = M_{11} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,1184} + \ln \frac{1}{0,6676} + \ln (0,3976)^2 \right) = 1,3862 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Для $i = 1$ и $j = 2$, используя данные табл. 2, получаем:

$$G_{12} = |\omega_1 - \omega_2| = 0,3147; G_{12}' = 0,9706; G_{10} = 0,3976; G_{20} = 0,6415; M_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,3147} + \ln \frac{1}{0,9706} + \ln (0,3976 \cdot 0,6415) \right) = 0,3606 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Значения остальных индуктивностей сведены в табл. 6, там же представлены результаты решения системы (12): комплексы и модули токов ЭП, и значения плотностей токов, рассчитанные при различных степенях дискретизации сечения токовода. При $n = 6$ по формуле (5) получено $k_{400}^M = 1,821$. Примечательно, что результаты расчетов, приведенные в табл. 6, полностью совпадают с таковыми, полученными при решении рассматриваемой задачи с использованием отображения (14) (рис. 2, а,б). Отметим также, что распределение плотности тока δ по сечению токовода в рассматриваемом случае A_1TA_2 -витка может быть получено и методом наложения: $\delta = (\delta' + \delta'')/2$, где δ' — плотность

тока по сечению токовода A_1T -витка (пример 1), а δ'' — то же для TA_2 -витка (пример 3), что отвечает линейному характеру постановки задачи расчета поверхностного эффекта с учетом идеальных магнитных экранов.

Таблица 6

Расчет поверхностного эффекта в A_1TA_2 -витке с помощью отображения рис. 2,а,б (случай идеального магнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
$L_i \cdot 10^7, \text{Гн/м}$	1,3862	1,3238	2,7833	2,1960	4,3449	3,3422
$M_i \cdot 10^7, \text{Гн/м}$	1,3862	-0,3606	0,3157	-0,7302	-0,7092	-1,3369
$\dot{I}_p, \text{А}$	$0,3544 + j0,0894$	$0,3210 + j0,0398$	$0,0020 - j0,1060$	$0,0860 - j0,0668$	$0,0467 - j0,0169$	$0,1899 + j0,0606$
$I_p, \text{А}$	0,3655	0,3235	0,1060	0,1090	0,0497	0,1993
$\delta_p, \text{А/м}^2$ (при $n=6$)	3655	3235	1060	1090	497	1993
δ_i ($n=54$)	3463	3057	534	1010	583	1827
δ_i ($n=150$)	3354	2962	526	1000	572	1761

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента k_f^M от частоты для рассмотренных в примерах 1, 3 и 5 типов тоководов (сплошные линии), полученные при разбиении сечения токовода на 150 элементов. Штриховой линией показана соответствующая зависимость при отсутствии магнитного экрана, которая может быть получена при решении любого из приведенных выше примеров при существенном превышении параметрами δ, a_0, b_0 значения b' (рис. 2,а).

При анализе влияния идеальных электромагнитных экранов наибольший интерес представляют системы с двумя и более массивными тоководами. При этом общая схема решения [при

условии, что для расчета условных индуктивностей ЭП используется формула (7)] остается такой же, как в примерах 1—5. Предположение же о бесконечной удаленности одного из тоководов тождественно условию, что роль обратного провода играет идеальный электромагнитный экран. Анализ таких случаев полезен с точки зрения оценки предельных параметров систем.

Пример 6. Рассмотрим эффект вытеснения тока в токовом T , полагая экран $A_1A_2A_3A_4A_1$ (рис. 2,а) идеальным электромагнитным и выполняющим роль обратного провода.

Для простоты примем грубую дискретизацию сечения токовода: $n=6$. Как и в первом примере, для отображения области $A_1A_2A_3A_4A_1$ на верхнюю ω -полуплоскость воспользуемся соотношением (9). Тогда первые пять этапов решения задач примера 1 и настоящего примера совпадают, что подтверждается также совпадением первых четырех строк табл. 2 и 7. Различия возникает на этапах 6 и 7, так как для расчета собственных и взаимных индуктивностей ЭВ в случае электромагнитного экрана необходимо воспользоваться соотношением (7) (существенно отличающимся от формул табл. 1 для магнитных экранов). Согласно данным табл. 7 для первого ЭВ имеем

$$G_{11} = 0,1184; \quad G_{11}' = |\omega_1 - \hat{\omega}_1| = 0,6676.$$

Подставляя эти величины в формулу (7), получаем

$$L_1 \equiv M_{11} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,1184} - \ln \frac{1}{0,6676} \right) = 3,4584 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Результаты вычислений L_i представлены в пятой строке табл. 7.

Для вычисления взаимного коэффициента M_{12} имеем (по данным табл. 7)

$$G_{12} = |\omega_1 - \omega_2| = 0,3147; \quad G_{12}' = |\omega_1 - \hat{\omega}_2| = 0,9706.$$

По формуле (7) находим

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{1}{0,3147} - \ln \frac{1}{0,9706} \right) = 2,2520 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

Значения M_{12}, \dots, M_{16} приведены в шестой строке табл. 7.

Дальнейший порядок расчета совпадает с 8 и 9 этапами решения примера 1. По формуле (5) найдено $k_{400}^{\text{ЭМ}} = 1,36$. При разбиении сечения токовода на $n=54$ ЭП получено $k_{400}^{\text{ЭМ}} = 1,97$, а при $n=150$ значение $k_{400}^{\text{ЭМ}} = 2,02$, и, следовательно, решение устойчиво. Зависимость $k_f^{\text{ЭМ}}(f)$ также представлена на рис. 3 (штрих-пунктирная линия). По найденным токам ЭП нетрудно определить векторный потенциал и напряженность поля в любой точке z -области, в том числе и на поверхности экрана

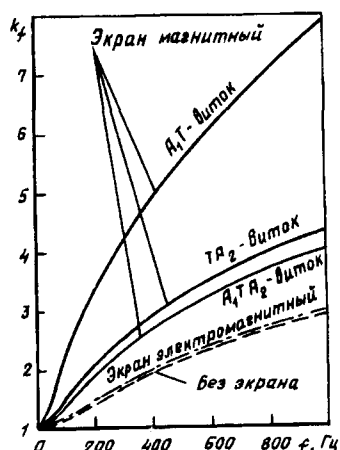


Рис. 3

(см. приложение), что можно использовать для приближенного расчета потерь в реальном экране при сильном скин-эффекте, основанного на известном методе применения приближенного граничного условия Леонтовича.

Таблица 7

Расчет поверхностного эффекта в токовомде Т с помощью отображения рис. 2,а,б (случай идеального электромагнитного экрана)

i	1	2	3	4	5	6
z_i , мм	15+j45	25+j45	15+j35	25+j35	15+j25	25+j25
ω_i	0,2161+j0,3338	0,1137+j0,6314	0,4896+j0,3702	0,4897+j0,7005	0,7632+j0,3335	0,8657+j0,6312
$ \omega'_i $	26,48	37,60	28,30	38,89	26,49	37,61
G_{ii}	0,1184	0,1681	0,1265	0,1739	0,1185	0,1682
$L_i \cdot 10^7$, Гн/м	3,4584	4,0346	3,5332	4,1738	3,4560	4,0306
$M_i \cdot 10^7$, Гн/м	3,4584	2,2520	2,0137	1,6986	0,9112	0,9748
I_p , А	0,2611+j0,0587	0,1721+j0,0129	0,1151-j0,0563	0,0182-j0,0871	0,2614+j0,0589	0,1722+j0,0129
I_p , А	0,2676	0,1726	0,1282	0,0890	0,2679	0,1726
δ_p , А/м ² (при n=6)	2676	1726	1282	890	2679	1726
δ_i (n=54)	2527	1690	1233	539	2531	1691
δ_i (n=150)	2446	1641	1216	542	2449	1642

Пример 7. Определим коэффициент Филда для системы двух экранированных проводников: токовода T_A с геометрическими параметрами, приведенными в примере 1 (рис. 2,а), и такого же обратного токовода T_B , расположенного параллельно тоководу T_A на той же высоте при расстоянии между ними, равном $a'=0,02$ м.

Поскольку тоководы одинаковые, естественно разбить их сечения на равное число ЭП: $N_A=N_B$. Результаты применения предложенного алгоритма при $N_A=N_B=150$ отражены в табл. 8. Для расчета индуктивности этой системы можно воспользоваться выражением для комплексного сопротивления тоководов

$$Z = (\dot{U}_B - \dot{U}_A)/\dot{J}_A = R_- + j\omega L_- \quad (16)$$

где \dot{U}_B и \dot{U}_A — напряжения на источниках тока ($\dot{J}_A = -\dot{J}_B$) в схеме замещения (рис. 1,б).

Из выражения (16) при $\dot{J}_A = 1$ А следует





$$L_- = \text{Im}(\dot{U}_B - \dot{U}_A)/(\omega) \quad (17)$$

В случае электромагнитного экрана на частоте

$f=400$ Гц получено $Z = (1,786 + j8,543) \cdot 10^{-4}$ Ом/м и $L_- = 3,399 \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Таблица 8

Коэффициент Филда для тоководов без учета и с учетом идеального электромагнитного экрана (рис. 2,а)

f, Гц	Без экрана		С экраном *	
				
50	1,04	1,06	1,05	1,04
400	1,96	2,22	2,02	1,94
1000	2,90	3,35	3,01	2,88

Данные табл. 8 для незэкранированных тоководов получены при очень большом удалении экрана от них.

Выводы. 1. Использование конформных отображений для анализа скин-эффекта в проводниках, окруженных идеальными магнитными или электромагнитными экранами, позволяет применять численно-аналитические методы анализа полей с существенно меньшим по сравнению с методами конечных разностей и конечных элементов числом численно решаемых уравнений, так как дискретизации подвергаются только сечения массивных проводников. По этой же причине рассмотренный подход является потенциально более точным, что особенно важно для получения характеристик полей около экранов. Приведенные примеры иллюстрируют устойчивость вычислительного процесса при формировании и решении систем линейных алгебраических уравнений с комплексными коэффициентами до 150-го порядка — предельного для ПЭВМ типа IBM PC AT.

2. На примерах 1 и 2 (а также 3 и 4) показано, что тождественность распределения плотности тока по сечениям тоководов при различных конформных отображениях достигается при корректном учете отображения нити с обратным током, что в конечном итоге определяет выбор формулы для расчета условных индуктивностей элементарных витков из табл. 1.

3. Из сопоставления условных индуктивностей, найденных в примерах 1 и 2, следует, что выбор вида конформного отображения влияет на их значения. Однако все они отличаются от значений, получаемых при выборе другого конформного отображения, на одну и ту же величину. Сказанное подтверждается также сопоставлением условных индуктивностей, вычисленных в примерах 3 и 4.

Приложение. Примеры расчета составляющих напряженности магнитного поля.

Согласно методу зеркальных изображений вклад тока I_i i -го ЭП в величины составляющих

напряженности поля в точке z_k можно представить в виде

$$\Delta \dot{H}_{xk}^{(i)} = \dot{I}_i \operatorname{Re} [h_k^{(i)}]; \quad \Delta \dot{H}_{yk}^{(i)} = \dot{I}_i \operatorname{Im} [h_k^{(i)}]; \quad (\text{П-1})$$

$$h_k^{(i)} = -j \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\omega_k - \omega_i} \pm \frac{1}{\omega_k - \omega_i} \right)^* (\omega'_{zk})^*, \quad (\text{П-2})$$

где ω_i и ω_k — образы точек z_i и z_k в ω -полуплоскости; знак «+» берется в случае магнитного экрана, а «-» — при электромагнитном экране; знак «*» означает сопряженный комплекс. На основе метода наложения для комплексных составляющих напряженности поля в точке z_k имеем

$$\dot{H}_{xk} \equiv H_{xk} e^{j\Psi_{xk}} = \sum_{(i)} \Delta \dot{H}_{xk}^{(i)}; \quad (\text{П-3})$$

$$\dot{H}_{yk} \equiv H_{yk} e^{j\Psi_{yk}} = \sum_{(i)} \Delta \dot{H}_{yk}^{(i)}, \quad (\text{П-4})$$

причем суммирование ведется по номерам ЭП всех тоководов (включая O -нити, если они играют роль обратных проводников).

Временные фазы Ψ_{xk} и Ψ_{yk} в общем случае не равны друг другу. Поэтому направление вектора $\mathbf{H}_k = H_{xk} \mathbf{i} + H_{yk} \mathbf{j}$ с течением времени меняется (геометрическим местом концов его является некоторая кривая) и графическое изображение такого поля силовыми линиями имеет смысл только для конкретного мгновения.

Рассмотрим применение соотношений (П-1)—(П-4) для различных типов экранов.

Пример П-1. Случай идеального магнитного экрана. Пользуясь условием и решением задачи из примера 1, определим составляющие напряженности поля, создаваемого A_1T -витком в точке $z_k = 0,05 + j0,02$ (м) области, окруженной идеальным магнитным экраном $A_1A_2A_3A_4A_1$.

По формулам (9)—(10) находим, что интересующая точка z_k отображается в точку $\omega_k = 2,0071 + j1,8603$, при этом $\omega'_{zk} = 66,585 + j85,387$. Значения ω_i и I_i при разбиении токовода T на $n=6$ ЭП приведены в табл. 2. Найдем вклад в напряженность поля от первого ЭП. Согласно табл. 2 $\omega_1 = 0,2161 + j0,3338$, поэтому

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_k - \omega_1} &= \frac{1}{(2,0071 + j1,8603) - (0,2161 + j0,3338)} = 0,3234 - j0,2756; \\ \frac{1}{\omega_k - \hat{\omega}_1} &= \frac{1}{(2,0071 + j1,8603) - (0,2161 + j0,3338)} = 0,2233 - j0,2735; \\ \frac{1}{\omega_k - \omega_1} + \frac{1}{\omega_k - \hat{\omega}_1} &= 0,5467 - j0,5491. \end{aligned}$$

Подставляя этот результат в (П-2), вычисляем $h_k^{(1)} = -j \frac{1}{2\pi} (0,5467 - j0,5491)^* (66,585 + j85,387)^* =$

$$= -1,6094 - j13,256 \text{ 1/м.}$$

Согласно табл. 2 $I_1 = 0,6362 + j0,215$. По формулам (П-1) находим

$$\Delta \dot{H}_{xk}^{(1)} = \dot{I}_1 \operatorname{Re} [h_k^{(1)}] = -1,0239 - j0,3461 \text{ А/м;}$$

$$\Delta \dot{H}_{yk}^{(1)} = \dot{I}_1 \operatorname{Im} [h_k^{(1)}] = -8,4338 - j2,8506 \text{ А/м.}$$

Результаты расчета вкладов в напряженность поля от токов остальных ЭП сведены в табл. П1. Необходимо также определить соответствующий вклад от обратного тока A_1T -витка, проходящего через точку $z_{A1} = \infty$, отображающуюся в точку $\omega_{A1} = 0$ (рис. 2,а,б). В данном случае имеем

$$\frac{1}{\omega_k - \omega_{A1}} = \frac{1}{\omega_k - 0} = \frac{1}{\omega_k},$$

следовательно

$$\begin{aligned} h_k^{(A1)} &= -j \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\omega_k} \right)^* (\omega'_{zk})^* = -j \frac{1}{2\pi} (0,5360 - j0,4968)^* \times \\ &\times (66,585 + j95,387)^* = -2,0193 - j12,432 \text{ 1/м.} \end{aligned}$$

Так как $\dot{I}_{A1} = -\dot{I} = -1 \text{ А}$, то

$$\Delta \dot{H}_{xk}^{(A1)} = -1 \cdot \operatorname{Re} [h_k^{(A1)}] = 2,0193 \text{ А/м;}$$

$$\Delta \dot{H}_{yk}^{(A1)} = -1 \cdot \operatorname{Im} [h_k^{(A1)}] = 12,432 \text{ А/м.}$$

Таблица П1

К расчету составляющих напряженности магнитного поля A_1T -витка в точке $x_k = 0,05$ м, $y_k = 0,02$ м для случая идеального магнитного экрана (рис. 2,а)

i	1	2	3	4	5	6
ω_i	0,2161 + j0,3338	0,1137 + j0,6314	0,4896 + j0,3702	0,4897 + j0,7005	0,7632 + j0,3335	0,8657 + j0,6312
$I_i, \text{ А}$	0,6362 + j0,2150	0,2869 - j0,0224	0,0636 - j0,1250	-0,0322 - j0,0892	0,0209 + j0,0025	0,0246 + j0,0191
$h_k^{(i)}, \text{ 1/м}$	-1,6094 - j13,256	-2,4251 - j12,722	-0,6538 - j14,407	-1,5481 - j14,472	0,8107 - j15,509	0,5668 - j16,355
$\Delta \dot{H}_{xk}^{(i)}, \text{ А/м}$	-1,0239 - j0,3461	-0,6956 + j0,0544	-0,0416 + j0,0818	0,0499 + j0,1381	0,0169 + j0,0021	0,0140 + j0,0108
$\Delta \dot{H}_{yk}^{(i)}, \text{ А/м}$	-8,4338 - j2,8506	-3,6494 + j0,2856	-0,9169 + j1,8015	0,4664 + j1,2910	-0,3240 - j0,0394	-0,4028 - j0,3128

С учетом этих вкладов и данных табл. П1 по формулам (П-3), (П-4) получаем:

$$\dot{H}_{xk} = 0,3389 - j0,0589 = 0,3440 e^{-j10^\circ} \text{ А/м;}$$

$$\dot{H}_{yk} = 0,8289 + j0,1754 = 0,8472 e^{-j168^\circ} \text{ А/м;}$$

$$\dot{\mathbf{H}}_k = (0,344 e^{-j10^\circ}) \mathbf{i} = (0,8472 e^{-j168^\circ}) \mathbf{j} \text{ А/м}$$

Полученные значения напряженностей весьма приближенны, так как использовалась грубая дискретизация токовода. Более точные результаты расчетов представлены в табл. П2, в которой даны

также значения составляющих напряженности поля в некоторых других точках, рассчитанные при разбиении токовода на $n=54$ ЭП (при $n=150$ получены практически те же результаты).

Таблица П2

Составляющие напряженности магнитного поля при дискретизации токовода T на $n=54$

$z_k, \text{ м}$	Магнитный экран ¹ (к примеру 1)		Электромагнитный экран (к примеру 6)	
	$\dot{H}_x, \text{ А/м}$	$\dot{H}_y, \text{ А/м}$	$\dot{H}_x, \text{ А/м}$	$\dot{H}_y, \text{ А/м}$
$0,05+j0,02$	$0,3213-j0,1423$	$-0,7750+j0,2635$	$-1,6808+j0,1393$	$-2,0227+j0,1028$
$0,05+j0,05$	$1,8081-j0,4435$	$0,3733-j0,2351$	$1,6807-j0,1393$	$-2,0229+j0,1029$
$0,02+j0,07$	0	$22,001-j1,0676$	$5,2087-j0,0411$	0
$j0,035$	$6,4308-j2,4912$	0	0	$12,233-j0,0957$
0,02	0	$-0,2789+j0,0922$	$-5,1903+j0,0404$	0

Пример П-2. Случай идеального электромагнитного экрана.

Решим задачу примера П-1, полагая, что $A_1A_2A_3A_4A_1$ — граница идеального электромагнитного экрана, служащая, как и в примере 6, обратным проводом. Поэтому воспользуемся данными табл. 7.

Для определения вклада в напряженность поля от первого ЭП можно воспользоваться соответствующими результатами, полученными в примере П-1. При этом потребуется не сумма, а разность двух дробей:

$$\frac{1}{\omega_k - \omega_1} - \frac{1}{\omega_k - \bar{\omega}_1} = 0,1001 - j0,0021.$$

Подставляя этот результат в (П-2), вычисляем

$$(0,1001 - j0,0021) * (66,585 + j85,387) * = -1,3381 - j1,0900 \text{ 1/м}.$$

Согласно табл. 7 $\dot{I}_1 = 0,2611 + j0,0587$. По формулам (П-1) находим:

$$\Delta \dot{H}_{xk}^{(1)} = \dot{I}_1 \operatorname{Re} [h_k^{(1)}] = -0,3493 - j0,0786 \text{ А/м};$$

$$\Delta \dot{H}_{yk}^{(1)} = \dot{I}_1 \operatorname{Im} h_k^{(1)} = -0,2846 - j0,0640 \text{ А/м}.$$

Результаты расчета вкладов в напряженность поля от токов остальных ЭП сведены в табл. П3. Суммируя найденные вклады по формулам (П-3), (П-4), получаем:

$$\dot{H}_{xk} = -1,7273 + j0,1350 = 1,7326e^{j176^\circ} \text{ А/м};$$

$$\dot{H}_{yk} = -2,0526 + j0,0973 = 2,0549e^{j177^\circ} \text{ А/м};$$

$$\dot{H}_k = (1,7326e^{j176^\circ})\mathbf{i} + (2,0549e^{j177^\circ})\mathbf{j} \text{ А/м}.$$

Таблица П3

К расчету составляющих напряженности магнитного поля для случая идеального электромагнитного экрана

i	1	2	3	4	5	6
ω_i	$0,2161 + j0,3338$ $0,2611 + j0,0587$	$0,1137 + j0,6314$ $0,1721 + j0,0129$	$0,4896 + j0,3702$ $0,1151 - j0,0563$	$0,4897 + j0,7005$ $0,0182 - j0,0871$	$0,7632 + j0,3335$ $0,2614 + j0,0589$	$0,8657 + j0,6312$ $0,1722 + j0,0129$
$h_k^{(i)}, 1/\text{м}$	$-1,3381 - j1,0900$	$-2,5629 - j1,7094$	$-1,4824 - j1,6578$	$-3,0193 - j2,9870$	$-1,1843 - j1,9886$	$-2,3340 - j4,1177$
$\Delta \dot{H}_{xk}^{(i)}, \text{ А/м}$	$-0,3493 - j0,0786$	$-0,4410 - j0,0331$	$-0,1706 + j0,0835$	$-0,0549 + j0,2630$	$-0,3096 - j0,0698$	$-0,4018 - j0,0301$
$\Delta \dot{H}_{yk}^{(i)}, \text{ А/м}$	$-0,2846 - j0,0640$	$-0,2941 - j0,0221$	$-0,1908 + j0,0934$	$-0,0544 + j0,2602$	$-0,5198 - j0,1171$	$-0,7089 - j0,0531$

Уточненные результаты расчета (при $n=54$) магнитного поля в рассмотренной ($x_k=0,05$ м и $y_k=0,02$ м) и некоторых других точках представлены в табл. П2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, т. 2. — Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Петров Г.Н., Штери Г.М. К теории расчета вытеснения тока в короткозамкнутых кольцах ротора асинхронного двигателя. — Электротехника, 1969, № 9, с. 1—3.
3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. — Л.: Энергия, 1970.
4. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах/ А.В.Иванов-Смоленский, Ю.В.Абрамкин, А.И.Власов и др. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
5. Шакиров М.А. Декомпозиционные алгоритмы анализа электромагнитных полей. — СПб.: Издательство С.-Петербургского ун-та, 1992.

[15.05.92]

А в т о р ы: Шакиров Мансур Акмелович окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ, ныне Санкт-Петербургский государственный технический университет — СПбГУ) в 1961 г. В 1980 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию на тему «Разработка основ общей теории преобразований сложных электрических цепей и применение ее в диакопике». Профессор кафедры теоретических основ электротехники СПбГУ.

Кияткин Родион Петрович окончил электромеханический факультет ЛПИ (ныне СПбГУ) в 1971 г. В 1974 г. в ЛПИ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка методик моделирования и машинного расчета электростатических полей в кусочно-анизотропных средах». Доцент кафедры теоретических основ электротехники СПбГУ.

Простой способ учета доменной структуры при расчете магнитного поверхностного эффекта в ферромагнитной ленте

КАДОЧНИКОВ А.И.

Показано, что влияние доменной структуры на вихревые токи, возбуждаемые при периодическом перемагничивании тонкой ленты, может быть учтено путем введения некоторой эквивалентной проводимости взамен действительной. При этом такая проводимость является функцией толщины ленты и среднего размера доменов.

Как известно, в витых ленточных сердечниках или в шихтованных магнитопроводах при их перемагничивании в переменном магнитном поле значительное влияние на динамическое расширение петли гистерезиса может оказать доменная структура [1–7]. Хотя эта идея была высказана давно [1–3], практическая электротехника фактически продолжает игнорировать указанное обстоятельство при теоретическом рассмотрении вихревых токов. Это происходит не только потому, что простые подходы всегда имеют очевидные преимущества, но и потому, что альтернатива состоит в слишком кардинальном изменении привычных представлений. Изучение влияния доменной структуры пока как бы остается в «академической сфере», не затрагивая основы практической электротехники.

Настоящая работа имеет целью дать этому влиянию простую интерпретацию и тем самым сблизить «академические» и «классические» представления о вихревых токах в ферромагнитной ленте. Показано, что влияние доменной структуры на вихревые токи, возбуждаемые при периодическом перемагничивании ленточного сердечника, может быть учтено при сохранении обычного простого частного вида уравнений Максвелла для тонких лент путем замены действительного коэффициента электрической проводимости на эффективное его значение, изменяющееся по толщине ленты и простым образом зависящее от среднего размера доменов.

Введем обычную для данного типа задач систему координат, т.е. направим ось X по длине ленты, ось Y — по ширине, а ось Z — по толщине и так, чтобы образовывалась правовинтовая система. Начало координат, конечно, целесообразно расположить в середине поперечного сечения ленты. Квазистатическая кривая намагничивания и петля гистерезиса, определяемые баллистическим или каким-либо другим методом, характеризуют некоторые интегральные свойства всего объема сердечника. Обычная классическая теория вихревых токов, возбуждаемых в образце при его ди-

The influence of the domain structure on eddy currents, excited under periodic magnetic reversal of a thin tape, may be taken into account by introduction of some equivalent admittance is a function of the thickness of a tape and of the average size of domains.

намическом перемагничивании, фактически исходит из того, что эти свойства приписываются любой, сколь угодно малой области внутри ленты (модель однородного намагничивания). Именно это допущение является главным исходным положением, которое позволяет придать уравнениям Максвелла для лент простой «классический» вид:

$$\frac{\partial H(Z,t)}{\partial Z} = j(Z,t); \quad (1)$$

$$\frac{\partial E(Z,t)}{\partial Z} = \frac{\partial B(Z,t)}{\partial t}; \quad (2)$$

$$J(Z,t) = \gamma E(Z,t), \quad (3)$$

где γ — удельная электрическая проводимость ленты.

Векторы напряженности магнитного поля H и индукции B имеют только продольную X -составляющую и зависят только от Z и от времени t , а векторы напряженности электрического поля E и плотности вихревых токов j имеют только Y -составляющую и также зависят только от Z и t . Задача состоит в том, чтобы учет влияния доменной структуры выполнить так, чтобы сохранить вид уравнений (1)–(3), внося в них, однако, какую-то поправку.

Модель доменной структуры ленты. Проблема учета влияния доменной структуры на интегральные характеристики поверхностного эффекта в тонких лентах возникает вследствие того, что поперечные размеры доменов могут быть не малы по сравнению с толщиной ленты. Пусть витой сердечник изготовлен из ленты, которая достаточно тонка, чтобы домены были сквозными по ее толщине. Обычные современные материалы часто удовлетворяют этому условию (включая также и шихтованные сердечники из электротехнической стали).

Модель доменной структуры принимаем в виде, представленном на рис. 1, где изображен фрагмент ленты, причем на переднем плане — средняя часть ее поперечного сечения. Изогнутыми дугами в

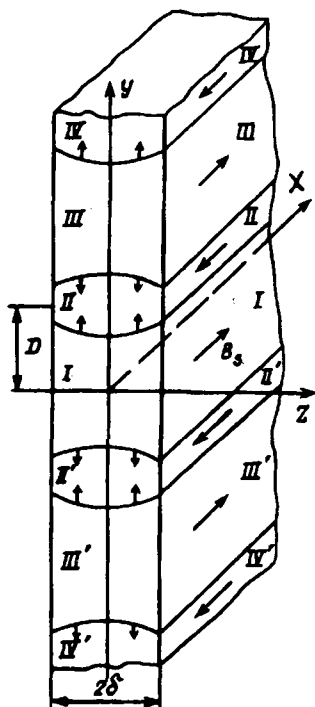


Рис. 1. Модель доменной структуры ферромагнитной ленты

плоскости сечения показаны границы между доменами. При квазистатическом перемагничивании они движутся, оставаясь плоскими, в динамике они прогибаются, причем тем больше, чем быстрее происходит движение. Процесс перемагничивания состоит не в одновременном и плавном изменении индукции во всех точках ленты, а в смещении доменных границ с изменением их прогиба, причем соседние границы движутся в разные стороны. В результате смещения возрастает объем одних доменов и уменьшается объем других, что приводит к изменению усредненной намагниченности. Принимаем, что вектор намагниченности в каждом домене направлен параллельно или антипараллельно продольной оси X (рис. 1). Расстояние между центрами соседних доменов (в сечении ленты) полагаем всюду одним и тем же. Таким образом, в течение всего процесса перемагничивания домены I, III, III' и т.д. (как и домены II, II', IV, IV' и т.д.) одинаковы.

Такая модель характеризуется наибольшим числом признаков симметрии и простоты. Разумеется, она идеализирует реальную структуру и реальный процесс перемагничивания, но отражает их главные особенности, имеющие отношение к поставленной задаче. В отличие от модели однородного намагничивания векторы напряженности электрического поля и плотности вихревых токов имеют теперь две составляющие E_y, j_y и E_z, j_z , и обе они, а также векторы напряженности магнитного поля H и индукции B , зависят не только от

Z и t , но и от Y . Поэтому уравнения Максвелла для ленты с доменной структурой должны быть записаны в виде

$$\frac{\partial H(Y, Z, t)}{\partial Z} = j_y(Y, Z, t); \quad \frac{\partial H(Y, Z, t)}{\partial Y} = -j_z(Y, Z, t); \quad (4)$$

$$\frac{\partial E_z(Y, Z, t)}{\partial Y} = \frac{\partial E_y(Y, Z, t)}{\partial Z} = -\frac{\partial B(Y, Z, t)}{\partial t}; \quad (5)$$

$$j_y(Y, Z, t) = \gamma E_y(Y, Z, t); \quad j_z(Y, Z, t) = \gamma E_z(Y, Z, t). \quad (6)$$

Согласно модели в случае тонких доменных границ имеем внутри каждого домена $B = B_s$ или $B = -B_s$, где B_s — «индукция насыщения». Зависимость B от Y и Z выражается лишь в том, что при переходе через границу индукция претерпевает скачок $2B_s$. Таким образом, в уравнении (5) можно положить $\partial B / \partial t = 0$, зато должны удовлетворяться граничные условия, состоящие в том, что при переходе через границу между доменами нормальная к ней составляющая вектора напряженности электрического поля остается непрерывной, а тангенциальная претерпевает скачок

$$\Delta E_n = 0, \quad \Delta E_t = 2V B_s, \quad (7)$$

где V — нормальная составляющая скорости элемента границы в окрестности точки перехода.

Кроме того, должно удовлетворяться условие равенства нулю Z -составляющей векторов плотности вихревых токов и напряженности электрического поля на поверхности ленты: $j_z(Y, \pm \delta, t) = 0$, $E_z(Y, \pm \delta, t) = 0$, где δ — полутолщина ленты. Что касается поля H , то на поверхности ленты его напряженность должна равняться напряженности внешнего поля $H_e(t)$, а при переходе через границу между доменами оно остается непрерывным, так как силовые линии поля, как и индукции, не пересекают границ. Вследствие условий (7) линии вихревых токов преломляются на границах и имеют поэтому в поперечном сечении ленты «узурчатый» вид, показанный условно¹ на рис. 2, где приведен также их «классический» вид. Разница настолько кардинальна, что решение поставленной задачи можно искать лишь на пути замены реальных токов эквивалентными вихревыми токами, которые, однако, следует ввести надлежащим образом.

Определение эквивалентной индукции и уравнение для эквивалентной напряженности электрического поля. С учетом доменной модели перемагничивания входящая в (2) величина $B(Z, t)$, являющаяся плавной функцией Z и t , не может не иметь условного смысла, потому что в этой модели индукция внутри доменов может принимать только два значения: $+B_s$ или $-B_s$. Чтобы сохранить при-

¹ Для частного случая плоских доменных границ расчет линий вихревых токов выполнен в [8].

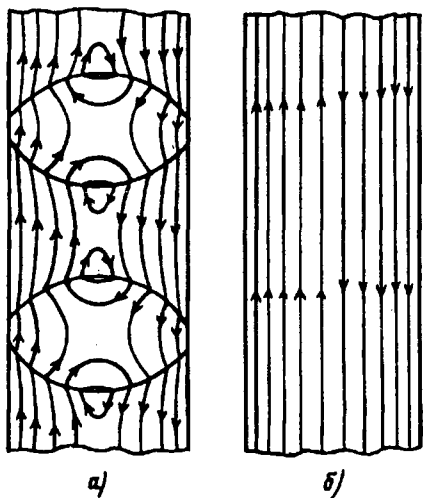


Рис. 2. Вид линий вихревых токов в поперечном сечении ферромагнитной ленты: а — «узурчатый» при наличии движущихся доменных границ; б — «классический» по модели однородного намагничивания

вычное для теоретической электротехники представление об индукции внутри ленты как о величине, зависящей от координаты Z , необходимо дать определение этому понятию. Наиболее простое и естественное определение эквивалентной («средней по слою») индукции таково:

$$B_z(Z,t) = \frac{1}{D} \int_0^D B(Y,Z,t) dY = \frac{B_z}{D} [2Y_r(Z,t) - D], \quad (8)$$

где D — расстояние между центрами соседних доменов в сечении ленты; $Y_r(Z,t)$ — функция, описывающая форму верхней границы домена I в плоскости сечения в момент времени t (рис. 1). Таким образом, под $B_z(Z,t)$ понимается усредненное по координате Y значение индукции при фиксированном Z (в слое толщиной ΔZ , параллельном поверхности ленты), причем интегрирование достаточно производить в пределах периода или даже полупериода повторяющейся доменной структуры. При таком определении усредненное по ΔZ значение величины $B_z(Z,t)$ равно среднему по сечению ленты значению индукции $B_{cp}(t)$.

Эквивалентным электрическим полем внутри ленты будем называть поле, напряженность которого при каждом ΔZ равна «среднему по слою» значению действительного поля:

$$E_z(Z,t) = \frac{1}{D} \int_0^D E_y(Y,Z,t) dY. \quad (9)$$

При $Z=0$

$$E_z(0,t) = 0, \quad (10)$$

так как $E_y(Y,0,t)=0$. Из симметрии доменной структуры (рис. 1) следует, что при $Y=0$ и $Y=D$ Z -составляющая вектора электрического поля равна

нулю. Следовательно

$$\int_0^D \frac{\partial E_z(Y,Z,t)}{\partial Y} dY = E_z(D,Z,t) - E_z(0,Z,t) = 0. \quad (11)$$

Проинтегрировав (5) по Y в пределах от 0 до D с учетом (11), получим, применив (8) и (9),

$$\frac{\partial E_z(Z,t)}{\partial Z} = \frac{\partial B_z(Z,t)}{\partial t}. \quad (12)$$

Это уравнение связывает эквивалентные величины E_z и B_z точно так же, как в модели однородного намагничивания уравнение (2) связывает действительные величины E и B .

Определение эквивалентного магнитного поля и уравнение для эквивалентной плотности тока. Обратимся теперь к внутреннему магнитному полю. Так как на поверхности ленты оно равно внешнему полю $H_e(t)$, имеем из (4)

$$H(Y,Z,t) = H_e(t) - \int_Z^\delta j_y(Y,Z,t) dZ. \quad (13)$$

Очевидно, что в каждом данном слое ΔZ это поле неоднородно.

Зададимся следующим вопросом: нельзя ли для перехода к эквивалентным «классическим» представлениям о вихревых токах заменить поле $H(Y,Z,t)$ на эквивалентное поле $H_z(Z,t)$, которое, с одной стороны, не зависело бы от Y , а с другой, было бы таким, чтобы форма динамической петли не изменилась? Известно, что в случае ленты с доменной структурой изменение магнитного состояния материала определяется не «средними по слоям» полями, а значениями напряженности магнитного поля в точках доменных границ. В нашей модели эта напряженность при каждом данном Z одинакова на всех границах в силу симметрии доменной структуры и непрерывности поля $H(Y,Z,t)$ при переходе через границу. Воздействие поля на ленту практически не изменилось бы, если в промежутках между границами его напряженность при каждом Z стала бы такой же, как на границе. Таким образом, в качестве эквивалентного не зависящего от Y внутреннего поля следует принять значение поля на доменной границе:

$$H_z(Z,t) = H[Y_r(Z,t), Z,t]. \quad (14)$$

Этому полю по аналогии с (1) можно поставить в соответствие эквивалентную, не зависящую от Y плотность вихревых токов $j_z(Z,t)$, такую, что

$$\frac{\partial H_z(Z,t)}{\partial Z} = j_z(Z,t). \quad (15)$$

Отметим, что это определение эквивалентной плотности токов j_z лишь в том случае может считаться оправданным, когда рассчитанная через j_z мощность потерь на вихревые токи во всем объеме

сердечника окажется равной мощности действительных вихревых токов. Используя (4), можно из (14) и (15) выразить эквивалентную плотность токов через компоненты действительной плотности в точках границы

$$j_z(Z, t) = j_y(Y_r, Z, t) - \frac{\partial Y_r}{\partial Z} j_z(Y_r, Z, t). \quad (16)$$

То обстоятельство, что уравнения (12) и (15) имеют такой же вид, что и соответственно (2) и (1), еще не означает, что поставленная цель достигнута, так как определенные независимым образом величины j_z и E_z не обязательно связаны простой пропорциональной зависимостью типа (3) с коэффициентом пропорциональности, равным γ . Будем, однако, искать эту зависимость в виде, аналогичном (3)

$$j_z(Z, t) = \gamma_z E_z(Z, t), \quad (17)$$

где эквивалентная удельная электрическая проводимость γ_z подлежит определению, причем очевидно, что она должна быть как-то связана со средним размером доменов D . Кроме того, можно предположить, что величина γ_z в отличие от действительной удельной электрической проводимости γ зависит от координаты Z . Чтобы установить вид этой зависимости, обратимся к частному случаю, который, однако, является наиболее важным, а именно к случаю жестких, перемещающихся без изгиба доменных границ (модель Прая и Бина [2]), когда известно решение уравнений (4)–(6), что дает возможность искать конкретный способ удовлетворить условиям эквивалентности.

Случай жестких доменных границ. При плоских границах $Y_r(Z, t)$ не зависит от Z , т.е. уравнение верхней границы домена I запишется в виде $Y_r^* = Y_r^*(t)$. Соответственно величина $B_z(Z, t)$ согласно (8) также не зависит от Z и равна средней по сечению ленты индукции $B_{cp}(t)$:

$$B_z(Z, t) = B_{cp}(t) = B_s \left(\frac{2Y_r^*}{D} - 1 \right). \quad (18)$$

Из (12) и (18) следует, если принять во внимание (10), что

$$E_z(Z, t) = \left(\frac{dB_{cp}}{dt} \right) Z. \quad (19)$$

Эквивалентная плотность вихревых токов согласно (16) совпадает с Y -составляющей действительной плотности токов в точках границы

$$j_z(Z, t) = j_y(Y_r^*, Z, t).$$

В [2, 8] приведены выражения для составляющих плотности вихревых токов в рассматриваемом случае доменной структуры с плоскими граница-

ми, которые совершают в процессе периодического перемагничивания колебания около некоторого среднего положения, соответствующего размагниченному состоянию вещества. В частности, для Y -составляющей на самой границе имеем после элементарных преобразований с учетом (18)

$$j_y(Y_r^*, Z, t) = \left(\gamma \delta \frac{dB_{cp}}{dt} \right) \frac{2d}{\pi} \times$$

$$\times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \left[\operatorname{ch} \alpha_n + \operatorname{ch} \left(\alpha_n \frac{B_{cp}}{B_s} \right) \right]}{(2n+1) \operatorname{sh} \alpha_n} \sin \left[\frac{\pi}{2} (2n+1) \frac{Z}{\delta} \right]. \quad (20)$$

Здесь δ — полутолщина ленты; $\alpha_n = \frac{\pi}{2} d(2n+1)$; $d = D/\delta$ (величину d будем называть параметром доменной структуры).

Подставляя (20) в (13) и производя интегрирование, получаем для напряженности магнитного поля на границе между доменами, т.е. для эквивалентного поля

$$H_z(Z, t) = H_e(t) - \left(\gamma \delta^2 \frac{dB_{cp}}{dt} \right) \theta(B_{cp}, Z, d), \quad (21)$$

где

$$\theta(B_{cp}, Z, d) = \frac{4d}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \left[\operatorname{ch} \alpha_n + \operatorname{ch} \left(\alpha_n \frac{B_{cp}}{B_s} \right) \right]}{(2n+1) \operatorname{sh} \alpha_n} \times \\ \times \cos \left[\frac{\pi}{2} (2n+1) \frac{Z}{\delta} \right]. \quad (22)$$

Принципиальный момент настоящей работы состоит в том, что математическое выражение для функции $\theta(B_{cp}, Z, d)$ удастся коренным образом упростить за счет некоторой несущественной погрешности. На рис. 3 приведены результаты расчета по формуле (22) величины $\theta' = \frac{\pi^2 \theta}{4d}$ как функции B_{cp}/B_s при различных значениях Z и d . Если смотреть только на левые половинки этих графиков (при $B_{cp} \leq 0,5 B_s$), то очевидно, можно считать, что здесь θ от B_{cp} не зависит. С другой стороны, область, непосредственно примыкающая к $B_{cp} = B_s$, должна быть исключена из рассмотрения, поскольку модель смещения доменных границ в этой области уже не отражает всех основных реальных процессов в ферромагнетике, причем здесь происходит ослабление влияния доменной структуры на интенсивность вихревых токов вследствие преобладающего влияния процессов вращения векторов намагниченности во всем объеме сердечника.

Остается некоторая промежуточная область, где зависимость θ от B_{cp} проявляется более заметно. Примем, однако, во внимание, что, во-первых, эти проявления относятся в основном лишь к некоторой части «слоев» ленты, примыкающих к ее середине, а во-вторых, при периодическом пере-

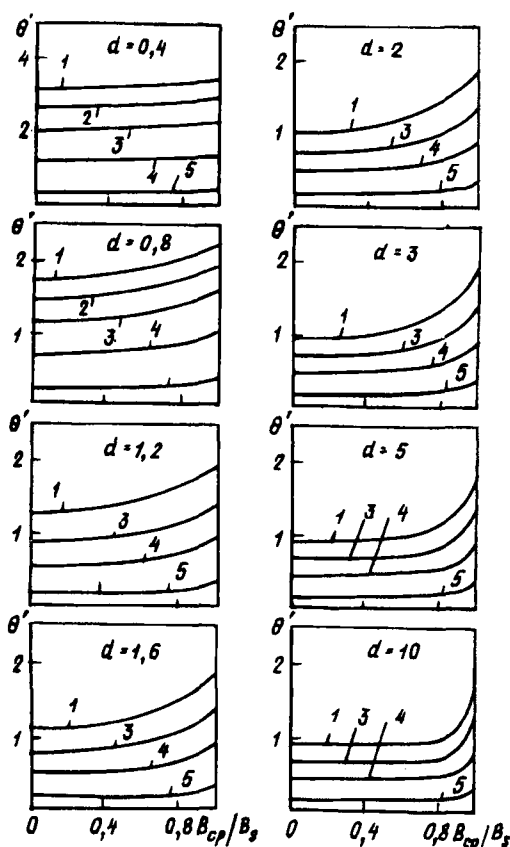


Рис. 3. Зависимость величины θ' от B_{cp}/B_s при различных значениях Z и d : 1 — $Z/d=0$; 2 — 0,4; 3 — 0,6; 4 — 0,8; 5 — 0,95

магнитизации переход значений B_{cp} в рассматриваемую область повышенных значений имеет место лишь в части периода.

Все это позволяет нам ради коренного упрощения выражения для θ вообще игнорировать зависимость этой величины от B_{cp} , т.е. положить в (22) $B_{cp}=0$:

$$\theta(B_{cp}, Z, d) \approx \theta_0(Z, d) = \frac{4d}{\pi^2} \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (\operatorname{ch} \alpha_n + 1)}{(2n+1)^2 \operatorname{sh} \alpha_n} \cos \left[\frac{\pi}{2} (2n+1) \frac{Z}{d} \right]. \quad (23)$$

На рис. 4 сплошными линиями изображены результаты расчета по формуле (23) зависимости θ_0 от Z/d при различных значениях d . Полученные кривые будем аппроксимировать следующей функцией

$$\theta_0(Z, d) = \frac{a_1}{2} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^2 \right] + \frac{a_2}{6} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^6 \right] + \frac{a_3}{10} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^{10} \right]. \quad (24)$$

Если положить

$$a_1 = 1 + \frac{\pi d}{6} - \operatorname{th} \left(\frac{\pi d}{6} \right), a_2 = 0,2d, \\ a_3 = \frac{3}{4} d [1 - \exp(-0,4d^2)], \quad (25)$$

то получается хорошее согласование приближенной (24) и точной (23) формул. Это иллюстрируется на том же рис. 4, где результаты расчета

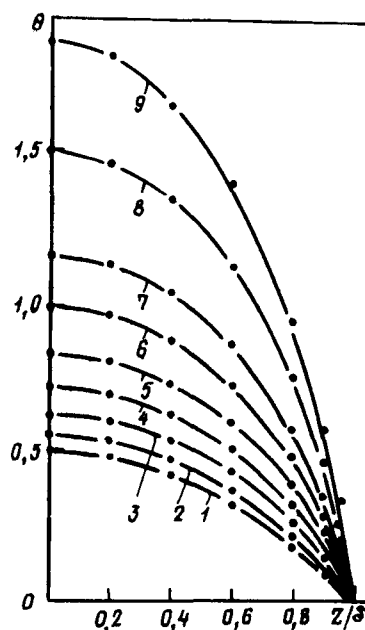


Рис. 4. Зависимость величины θ от Z/d при различных значениях d : 1 — $0 \leq d \leq 0,1$; 2 — $d=0,8$; 3 — 1,2; 4 — 1,6; 5 — 2,0; 6 — 2,5; 7 — 3,0; 8 — 4,0; 9 — 5,0; — — — вычисления по (23); • — аппроксимация (24)

по формулам (24) и (25) изображены точками. Отметим, что при $d \geq 4$ коэффициенты a_1 и a_3 становятся, как и a_2 , пропорциональными d ($a_1 = \frac{\pi}{6} d$, $a_3 = \frac{3}{4} d$).

Таким образом, формула (21) для эквивалентного магнитного поля принимает вид

$$H_z(Z, t) = H_e(t) - \gamma d^2 \frac{dB_{cp}}{dt} \times \left\{ \frac{a_1}{2} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^2 \right] + \frac{a_2}{6} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^6 \right] + \frac{a_3}{10} \left[1 - \left(\frac{Z}{d} \right)^{10} \right] \right\}$$

и, следовательно, из (15) и (19) для эквивалентной плотности вихревых токов имеем

$$j_z(Z, t) = \gamma \left[a_1 + a_2 \left(\frac{Z}{d} \right)^4 + a_3 \left(\frac{Z}{d} \right)^8 \right] E_z(Z, t). \quad (26)$$

Сравнивая это с (17), получаем для эквивалентной удельной электрической проводимости

$$\gamma_z = \gamma \left[a_1 + a_2 \left(\frac{Z}{d} \right)^4 + a_3 \left(\frac{Z}{d} \right)^8 \right]. \quad (27)$$

Обсуждение результатов. Таким образом выяснено, что влияние доменной структуры на вихревые токи в ленточном образце может быть учтено при сохранении обычного вида уравнений Максвелла для тонких лент (соответствующего модели однородного намагничивания) только лишь тем, что место коэффициента электрической проводимости γ должна занять зависящая от Z эффективная удельная электрическая проводимость, выражаемая простой формулой (27), где коэффициенты a_1 , a_2 и a_3 зависят от d [также простые формулы (25)]. При таком подходе: а) рассчитан-

ное через эквивалентную плотность токов j_z значение напряженности магнитного поля, действующего на любой данный элемент доменной границы, будет совпадать с напряженностью действительного поля, б) динамическая петля гистерезиса практически не будет искажена, в) мощность потерь на вихревые токи в каждый момент времени, рассчитанная через эквивалентную плотность токов j_z будет та же самая, что и рассчитанная по модели Прая и Бина.

Последнее утверждение требует пояснений. Через эквивалентные величины мощность потерь на вихревые токи в данный момент времени в единице объема ленты выражается формулой

$$W = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} j_z(Z, t) E_z(Z, t) dZ. \quad (28)$$

Отсюда, используя (19) и (26), получаем

$$W = \gamma \delta^2 \left(\frac{dB_{cp}}{dt} \right)^2 \left(\frac{a_1}{3} + \frac{a_2}{7} + \frac{a_3}{11} \right). \quad (29)$$

Выкладки по модели Прая и Бина дают [2]

$$W = \gamma \delta^2 \left(\frac{dB_{cp}}{dt} \right)^2 \frac{8d}{\pi^3} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{ch } \alpha_n + \text{ch } \left(\alpha_n \frac{B_{cp}}{B_s} \right)}{(2n+1)^3 \text{sh } \alpha_n}. \quad (30)$$

Если положить здесь $B_{cp}=0$, т.е. не учитывать, как и выше, зависимость суммы от B_{cp} , то результаты расчета по формулам (29) и (30) при любом d различаются не более, чем на 1%.

Дальнейшее упрощение. Если предположить, что поведение доменной границы определяется средним значением действующего на нее магнитного поля независимо от его распределения по границе, то возможен еще более простой подход к решению поставленной задачи, а именно в этом случае можно считать эквивалентную удельную электрическую проводимость ленты зависящей только от d , но не от Z . При этом необходимо, однако, учитывать, что такое предположение может соответствовать реальности лишь при определенных условиях, например при достаточно низкой частоте перемагничивания и относительно небольших значениях параметра d .

Положим

$$\gamma_z = \lambda(d) \gamma. \quad (31)$$

Тогда из (28), используя (17) и (19), получаем

$$W = \frac{\gamma_z}{\delta} \int_0^{\delta} E_z^2(Z, t) dZ = \frac{1}{3} \gamma_z \delta^2 \left(\frac{dB_{cp}}{dt} \right)^2.$$

С другой стороны, по модели Прая и Бина для той же величины имеем формулу (30). Пренебрегая в ней, как и выше, зависимостью суммы от B_{cp} , т.е. полагая $B_{cp}=0$, и приравнявая друг

другу эти два выражения для W , получаем для коэффициента в формуле (31)

$$\lambda(d) = \frac{24}{\pi^3} d \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{ch } \alpha_n + 1}{(2n+1)^3 \text{sh } \alpha_n}. \quad (32)$$

Вычисленная по этой формуле функция изображена на рис. 5 сплошной линией. Точками здесь же представлена аппроксимация

$$\lambda(d) = 0,814d + \exp[-0,814d(1+0,1d)]. \quad (33)$$

Таким образом, простейший способ учесть влияние доменной структуры на вихревые токи в рамках модели однородного намагничивания состоит в том, чтобы заменить действительную удельную электрическую проводимость γ на эквивалентную (31), где $\lambda(d)$ определяется по формуле (33). При этом рассчитанная через j_z мощность потерь на вихревые токи в каждый момент времени будет равна действительной мощности вихревых

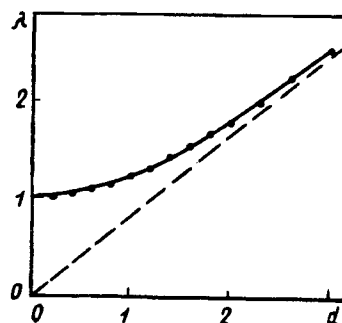


Рис. 5. Функция $\lambda(d)$: — — вычисления по (32); • — аппроксимация (33)

токов, а на доменную границу будет действовать в среднем такое же магнитное поле, как в случае доменной модели Прая и Бина. Однако распределение этого поля по границе будет отличаться от действительного. Поэтому приведенная выше формула (27) для эквивалентной удельной электрической проводимости, зависящей от Z , предпочтительнее с точки зрения более адекватного описания процесса перемагничивания.

Из вышеизложенного ясно, что отличие доменной модели перемагничивания от модели однородного намагничивания определяется, по существу, отличием «средней по слою» плотности вихревых токов от эквивалентной плотности тока на границах между доменами. Это обстоятельство в сочетании с простотой полученного результата позволяет предположить, что и в более общем случае жестких границ имеет смысл аналогично сводить влияние доменной структуры на вихревые токи к замене удельной электрической проводимости на эквивалентную проводимость, зависящую от Z и d , причем изменению гибкости границ можно, по-видимому, поставить в соответствие

определенную вариацию эффективного значения параметра доменной структуры d .

Рекомендации по использованию предлагаемого подхода. Изложенные результаты позволяют в расчетах вихревых токов, возбуждаемых в ленточных (или шихтованных) магнитопроводах, наиболее экономным способом учесть влияние доменной структуры. Разумеется, для этого необходима минимальная информация о самой доменной структуре. В данном случае достаточно иметь оценку некоторого среднего (эффективного) значения величины d , т.е. отношения ширины доменов к полутолщине ленты (или пластины) материала. Информацию об этой величине для каждого данного материала можно получить, например, из прямых наблюдений доменной структуры [9, 10]. Однако поскольку такие наблюдения по необходимости локализованы, а реальная доменная структура может иметь достаточно сложный вид, приходится принимать для величины d до некоторой степени условное значение или некоторое обобщенное значение по большому числу литературных данных. Заметим, что при $d < 0,2$ доменная структура оказывает лишь небольшое влияние на вихревые токи. С другой стороны, для обычной электротехнической стали толщиной 0,35 мм параметр d лишь в редких случаях (например в отдельных зернах поликристаллического материала) заметно превышает единицу [11]. Однако для материалов из тонких лент величина d может достигать нескольких единиц.

Если целью расчета является получение значений интегральных величин, таких как потери энергии на вихревые токи или составляющая динамического расширения петли гистерезиса, обусловленная вихревыми токами, то учет влияния доменной структуры сводится просто к замене в известных формулах для искомых величин электропроводности γ на эффективную электропроводность $\gamma_{\text{эф}}$, рассчитываемую по формулам (31) и (33). Так, классическая формула для расчета мощности потерь энергии на вихревые токи в единице объема материала при его перемагничивании с амплитудой индукции B_m и частотой f принимает вид

$$P_{\text{в.т}} = \frac{16}{3} k_{\text{ф}}^2 \gamma_{\text{эф}} \delta^2 f^2 B_m^2,$$

где $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы электродвижущей силы во вторичной обмотке; δ — полутолщина ленты материала. Этот прием можно применить и для формул, выведенных в предположении постоянства проницаемости вещества ([12], с. 480), а также для расчетов, выполняемых численными методами путем прямого решения уравнений Максвелла (1)–(3) при заданных условиях перемагничивания [13–16].

Если целью расчета является изучение процессов, происходящих внутри материала магнетика,

то в этом случае упомянутые численные расчеты должны быть несколько усложнены путем замены в уравнении (3) действительной электропроводности γ на эффективную $\gamma_{\text{эф}}$ по формуле (27) с использованием (25). Такая модификация программ расчета, как правило, не представляет существенных трудностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поливанов К.М. Динамические характеристики ферромагнетиков. — Изв. АН СССР, Сер. физ., 1952, т. 16, № 4.
2. Pry R.H., Bean C.P. Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model. — J. Appl. Phys., 1958, vol. 29, № 3.
3. Bishop J.E.L. The analysis of eddy-current magnetic domain wall motion, including severe bowing and merging. — J. Phys. D.: Appl. phys., 1973, vol. 6, № 1.
4. Динамика доменной структуры и электромагнитные потери / Б.Н.Филиппов, В.А.Зайкова, С.В.Жаков, Ю.Н.Драгошанский. Изв. АН СССР, Сер. физ., 1978, т. 42, № 8.
5. Bishop J.E.L. Improved simulation of domain wall bowing in metallic laminations using a new spline model. — J. Magn. and Magn. Mater., 1979, vol. 10, № 1.
6. Тиунов В.Ф., Зайкова В.А., Шур Я.С. Динамическое поведение доменной структуры монокристаллов Fe—3%Si при высоких значениях максимальной индукции и электромагнитные потери. — Физика металлов и металловедение, 1980, т. 49, вып. 4.
7. Зайкова В.А., Филиппов Б.Н. Динамика доменной структуры и электромагнитные потери в кристаллах кремнистого железа. — В кн. «Физические свойства магнитных материалов». — Свердловск, УНЦ АН СССР, 1982.
8. Сивенцев А.А., Кадочников А.И., Леонов В.В. Динамическое перемагничивание магнитно-мягких материалов и доменная структура. — Физика металлов и металловедение, 1974, т. 38, вып. 3.
9. Шур Я.С., Зайкова В.А., Хан Е.Б. Доменная структура монокристаллов кремнистого железа в переменном магнитном поле. — Физика металлов и металловедение, 1970, т. 29, вып. 4.
10. Драгошанский Ю.Н., Есина Н.К., Зайкова В.А. Влияние совершенства кристаллографической текстуры (110)[001] на величину электромагнитных потерь в трансформаторной стали. — Физика металлов и металловедение, 1978, т. 45, вып. 4.
11. Об анизотропии эффекта термомагнитной обработки в электротехнических сталях / В.В.Шулика, И.Е.Старцева, В.К.Чистяков, Ю.Н.Драгошанский. — Физика металлов и металловедение, 1988, т. 66, вып. 4.
12. Шимони К. Теоретическая электротехника. — М.: Мир, 1964.
13. Bullingham J.M., Bernal M.J. Investigation of the effect of nonlinear B/H loops on the calculation of eddy-current losses. — Proc. IEE, 1967, vol. 114, № 8.
14. Zakrzewsky K., Pietras F. Method of calculating the electromagnetic field and power losses in ferromagnetic materials, taking into account magnetic hysteresis. — proc. IEE, 1971, vol. 118, № 11.
15. Болдырев Е.А., Зихерман М.Х., Камнева Н.П. Переменное магнитное поле в проводящем листе с нелинейной магнитной проницаемостью. — Электричество, 1974, № 3.
16. Математическая модель высокоскоростного перемагничивания ленточных магнитно-мягких сердечников в режиме заданного поля / А.И.Кадочников, Э.И.Попов, Л.Н.Смирнов, М.А.Хейфец — Электричество, 1984, № 2.

[12.05.92]

Автор: Кадочников Анатолий Иванович окончил физический факультет Ленинградского государственного университета в 1953 г. В 1968 г. защитил кандидатскую диссертацию по теории поверхностного эффекта в ферромагнетиках (по специальности «Физика магнитных явлений») в Уральском государственном университете. Старший научный сотрудник Института физики металлов Уральского отделения РАН.

Проектирование электромагнитов: этапы, методы, модели

МАКАРЫЧЕВ Ю.М., РЫЖОВ С.Ю., ЖИДАРЕВА Т.П.

Анализируется практика проектирования электромагнитов на производстве. Показано, что на выбор методики и алгоритма проектирования в большой степени влияют компоновочные и технологические требования. Дан анализ соотношения различных алгоритмов проектирования. Сделан вывод о необходимости разработки специальных диалоговых систем с иерархией математических моделей.

Благодаря простоте обращения, высокому быстродействию, широким возможностям ввода—вывода информации, значительному объему памяти и сравнительно небольшим габаритам персональный компьютер становится бесценным помощником инженера-конструктора при проектировании широкого круга комплексных устройств, в том числе электромагнитных приводов. Вычислительные машины этого класса способны обеспечить решение большинства задач проектирования — от расчетов электромагнитного поля до выполнения рабочих чертежей конструкции, и могут сильно сэкономить время и силы конструктора. Вопрос о том, как наиболее эффективно использовать возможности ЭВМ при проектировании электромагнитов, начал широко обсуждаться 20—30 лет назад, задолго до появления первых персональных компьютеров. Среди предложенных подходов к проектированию следует прежде всего отметить концепцию оптимального проектирования электромагнитов [1, 2], как наиболее последовательную и проработанную в отечественной литературе.

Авторам статьи пришлось участвовать в разработках и внедрении нескольких комплексов программ автоматизированного проектирования, и нас, естественно, интересовала дальнейшая судьба полученных разработок. Несмотря на то, что программный продукт был разработан без отступлений от современных канонов автоматизированного проектирования, конструкторы на предприятиях далеко не всегда обращались за помощью к компьютеру, предпочитая ему логарифмическую линейку и кульман. Наши исследования показали, что камень преткновения не столько в трудностях освоения вычислительной техники, сколько в несоответствии заложенных алгоритмов проектирования мышлению и действиям проектировщика. Особенно это касается конструкторов электромагнитных приводов на предприятиях, разрабатывающих серийную и мелкосерийную продукцию, которые, как правило, конструируют большую номенклатуру однотипных электромагнитов. В то же время, автоматизация труда именно этих специ-

This article deals with the practice of industrial projecting of electromagnet. It is enunciated that good deal of choice projecting's methodic and algorithm depend on technology and system's location. The fitness of some computational models for this aim is discussed. The authors draw a conclusion about the necessity of elaboration of specific interactive software based on hierarchy of computational models.

алистов может дать наибольший эффект и на них следует ориентироваться при создании методик и программ проектирования.

Изучая особенности проектирования электромагнитов в серийных конструкторских бюро электроаппаратного и электрогидравлического профиля, мы обнаружили по меньшей мере два обстоятельства, остающиеся без внимания при разработке программ проектирования. Во-первых, электромагниты в подавляющем большинстве случаев не являются самостоятельными объектами производства, чаще всего они представляют собой узел, в той или иной степени интегрированный в готовое изделие. Вследствие этого малоприспособленные для формализации компоновочные критерии оказываются решающими для выбора конструктивной формы и параметров электромагнита. Во-вторых, плохо поддаются формализации весьма существенные требования технологичности конструкции, которые определяются выбранным видом и конкретными условиями производства. Поэтому методика, претендующая на успех, должна обеспечить возможность коррекции любого параметра или группы параметров при сохранении в некотором смысле наилучшего конечного результата.

Отталкиваясь от этих особенностей, мы попытались сформулировать свою концепцию автоматического проектирования электромагнитов, которая, на наш взгляд, органично включает в себя все методики и подходы, разработанные за 30 лет существования данной проблемы. Однако мы намерены поколебать справедливость бытующих в литературе истин вроде «точные математические модели лучше приближенных» или «оптимальное проектирование лучше, чем проектирование без оптимизации».

Детерминизм и эвристика при проектировании. Оценить свободу выбора проектировщика электромагнитов можно рассмотрев принятую в [1—3] математическую формулировку задачи проектирования. Обычно принимается, что конструктивная форма электромагнита выбрана и характеризуется n параметрами $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$. Физические за-

кономерности, связанные с этими параметрами, выражаются m уравнениями математических моделей $f_j(X_j)=0, j=1, m$. На параметры X наложены p ограничений в виде неравенств $\varphi_k(X)<0, k=1, p_1, \varphi_k(X)\geq 0, k=p_1+1, p$, и l ограничений в виде равенств $\psi_k(X)=0, k=1, l$. Решение задачи будет существовать, если найдется хотя бы один X , при котором будут совместно разрешены m математических моделей и l ограничений-равенств, при условии выполнения всех p ограничений-неравенств. Когда число неизвестных равно числу уравнений $n=m+l$ решение задачи проектирования может оказаться единственным, тогда у проектировщика нет никакой возможности повлиять на это решение. Обычно $n>m+l$ и в области, удовлетворяющей p ограничениям-неравенствам, существует область совместных решений $m+l$ уравнений $f_k(X)$ и $\psi_k(X)$. Разница $M=n-(m+l)$ есть размерность области, в которой следует искать решение задачи, это то «количество степеней свободы», которыми реально обладает проектировщик. Действительно, чтобы однозначно разрешить задачу проектирования, ему надо принять M решений относительно оставшихся M неизвестных этой системы уравнений. Как ему распорядиться этими степенями свободы — ответы дают различные концепции проектирования.

Эвристической назовем такую концепцию, когда проектировщик выбирает M каких-либо параметров исходя из собственного опыта, а остальные $n-M$ параметров рассчитывает, решая $m+l=n-M$ уравнений (если эти уравнения окажутся совместными). При эвристическом проектировании результат целиком зависит от опыта проектировщика, его знаний и наиболее адаптирован к реальным неформализованным ограничениям. Однако при недостаточных опыте и знаниях решения могут быть неудовлетворительными.

Чаще всего эвристический подход комбинируют с использованием теоретических рекомендаций, позволяющих ввести новые уравнения в систему и снизить свободу выбора проектировщика. Широко используется так называемый геометрический фактор $\Gamma=P_{эм}/\delta_n$, где $P_{эм}$ — требуемая электромагнитная сила при начальном зазоре δ_n . По значению величины Γ в [4, 5] предлагается выбрать соотношения некоторых геометрических размеров для ряда распространенных конструктивных форм, причем такой выбор обеспечивает проектирование конструкций, близких к оптимальным по массе электромагнита или каким-либо другим показателям. Оставшиеся «степени свободы» реализуются при эвристическом подходе.

Таким образом, делая конструкцию оптимальной по тем или иным показателям, мы облегчаем проблему выбора параметров для проектировщика,

заменяя его опыт некими математическими вычислениями. В пределе, когда все M «степеней свободы» реализуются при выборе оптимума заданной функции цели, получаем еще один подход, именуемый в [1, 3] оптимальным проектированием. Свобода проектировщика при оптимальном проектировании ограничена процедурой составления функции цели, причем идеально составленная функция цели должна математически отражать представления проектировщика о весомости основных показателей проектируемой конструкции. Нахождение вектора X сводится к поиску экстремума этой функции цели. Концепция оптимального проектирования не позволяет проектировщику непосредственно влиять на решение задачи проектирования, единственное, чем он может оперировать — структура, параметры и коэффициенты функции цели, которые косвенно влияют на результат, приводя к труднопредсказуемым изменениям сразу нескольких искомых параметров.

Использование экспертных систем. В качестве другой альтернативы эвристическому подходу предлагаются экспертные системы [6]. Теоретически возможно заложить в ЭВМ все правила, которыми пользуются проектировщики, и автоматизировать таким образом реализацию эвристического подхода. Однако по нашему мнению, внушительные затраты труда на создание такой экспертной системы не дадут ощутимого эффекта: опыт проектировщика окажется застывшим в базе знаний экспертной системы, а в разработках не будут отслеживаться изменения в технологии и условиях производства. Чтобы избежать этого, необходимо будет отвлекать эксперта-проектировщика для обновления базы знаний. По-видимому, затраты на создание, обслуживание и обновление базы знаний экспертной системы не позволят получить положительный экономический эффект от подобной автоматизации проектирования. С нашей точки зрения экспертная система может быть эффективно использована при комбинации эвристического подхода с теоретическими рекомендациями, при этом она должна быть наделена только функциями советчика проектировщика по применению этих рекомендаций. Например, в экспертную систему могут быть заложены упомянутые выше рекомендации по выбору размеров по геометрическому фактору, облегчающие принятие решения. Пользоваться или не пользоваться этими рекомендациями — должен решать сам проектировщик.

Излагая математическую формулировку задачи проектирования, мы традиционно предположили, что конструктивная форма проектируемого электромагнита нам уже известна и характеризуется конечномерным вектором искомых параметров X . В общем случае конструктивная форма может

быть не определена техническим заданием и ее следует выбрать на начальном этапе проектирования. В [4, 5] мы найдем ряд рекомендаций по выбору конструктивной формы, по виду тяговой характеристики и геометрическому фактору G . Эти рекомендации было бы рационально положить в основу экспертной системы, облегчающей проектировщику начальный этап проектирования.

Эскизы и итерации при проектировании. Как было уже сказано, при проектировании устройств с электромагнитами проблема компоновки часто является решающей. Это предопределяет важность графической интерпретации на всех этапах проектирования. Обычно проект электромагнита не получается с первого раза, весь процесс создания удовлетворительной конструкции разделяется на несколько циклов, каждый цикл содержит расчет, совмещенный с принятием решений, и заканчивается вычерчиванием эскиза проектируемой конструкции. По эскизу опытный конструктор может судить о технологичности конструкции, приблизительно оценивать ее массу и стоимость, сопоставлять габаритные размеры. Как правило, по эскизу он делает свое заключение о необходимости нового цикла проектирования или о возможности принять этот эскиз для окончательной конструкторской проработки.

Два—три цикла «расчет и принятие решений — вычерчивание эскиза» опытному проектировщику достаточно для завершения этой стадии проектирования. Процесс проектирования нам видится как итеративный процесс с обязательным выводом графической информации для выполнения условного перехода на новый цикл или на конструкторскую проработку принятых решений. Это представление мы схематизировали в виде структурной схемы рис. 1. Основное отличие условного перехода в этой схеме от условных переходов в алгоритмах программ — его «нежесткость». Переход может быть выполнен, даже если какие-то требования выполнены не будут, но проектировщик утвердится во мнении, что «лучше не получится». Обычно в этих случаях приходится корректировать техническое задание на электромагнит, что обычно не представляет серьезной проблемы в силу того, что электромагнит является составным узлом проектируемого на предприятии изделия.

Оптимизация при проектировании. Концепция оптимального проектирования, о которой говорилось выше, на первый взгляд не укладывается в приведенную схему (рис. 1), поскольку не содержит обязательного закликивания и обязательного вывода графического изображения. Эвристические решения возможны только на стадии формирования функции цели. Получается линейный алгоритм рис. 2, который по нашим наблюдениям чрезвычай-

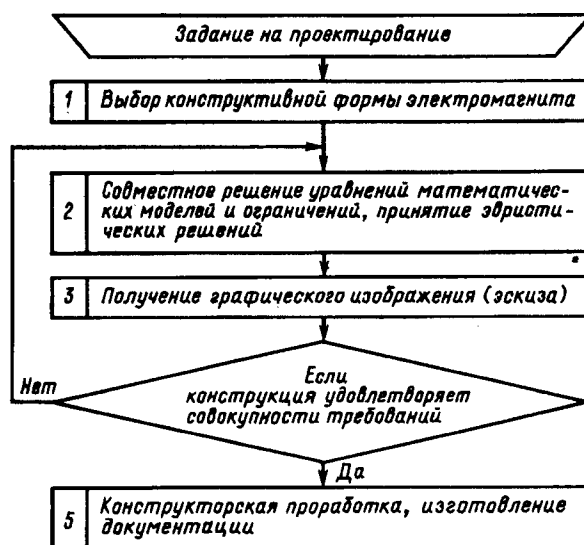


Рис. 1. Структурная схема проектирования

чайно редко применяется в конструкторских бюро. Прежде всего у конструкторов вызывает трудность правильно сформулировать функцию цели с учетом значимости всех показателей. Проведение оптимального поиска требует основательной математической подготовки, которой у конструкторов, как правило, нет. Наконец, конструктор лишен возможности что-либо скорректировать в полученном проекте, не занимаясь при этом ручным пересчетом всех взаимосвязанных параметров.

Возможно в этом случае убедить конструктора скорректировать функцию цели и повторить оптимизацию, хотя это, во-первых, займет много машинного времени, поскольку оптимизация бывает длительной, во-вторых, может не привести к нужному результату и, в-третьих, такое проектирование будет соответствовать циклической схеме рис. 1, в которой блоки 2 и 3 следует заменить на блоки с такими же номерами из линейной схемы рис. 2. Из-за этого оптимальное проектирование плохо приживается в условиях реального производства.

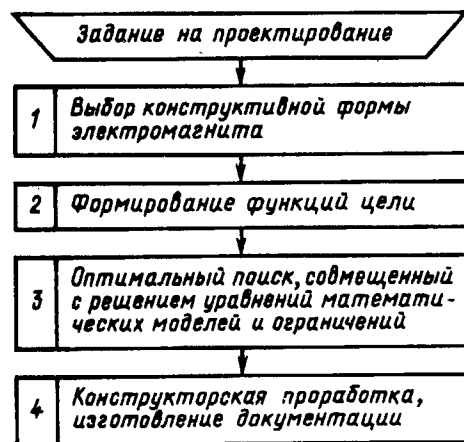


Рис. 2. Структурная схема оптимального проектирования

Иной подход к использованию концепции оптимального проектирования возможен в научно-исследовательских учреждениях, где имеются соответствующие кадры, способные грамотно провести все стадии такого проектирования, а сами задачи проектирования не имеют той массы специфических ограничений реального производства. На практике такие задачи возникают при создании изделий спецтехники, когда из изделия нужно «выжать» требуемое значение показателя не считаясь с последующими затратами и потерями в производстве, а также в случае теоретических разработок, когда нужно получить рекомендации по оптимальным с той или иной точки зрения соотношениям в какой-либо заданной конструкции.

Можно предположить, что роль оптимального проектирования возрастает по мере возрастания роли (весовой, объемной или функциональной) электромагнита в готовом изделии. Наиболее ярким подтверждением этого является практика создания транспорта на магнитном подвесе [6, 7]. В этом случае создание оптимального по весовым критериям электромагнита предопределило саму возможность технической проблемы. В случае, когда конструкцию электромагнита определяют компоновочные ограничения, роль оптимального проектирования существенно снижается и сводится к «удержанию» ряда параметров на приемлемом уровне.

«Точные» и «упрощенные» математические модели. Сложность и трудоемкость решений уравнений математической физики для магнитных и тепловых полей электромагнитов заставляют в практических расчетах пользоваться приближенными методами моделирования полей или эмпирическими соотношениями, полученными при исследовании полей выбранной конструктивной формы. Математические модели принято классифицировать по адекватности описания. У приближенных моделей (метод магнитных полей, вероятных путей потока и т.д.) погрешность неконтролируема, но сами методы пригодны для моделирования большинства известных конструктивных форм. Эмпирические модели имеют обычно известную погрешность, однако позволяют рассчитывать только определенные конструкции и при определенном соотношении размеров.

Наконец численные методы моделирования пригодны для любой конструктивной формы и теоретически могут дать сколь угодно малую погрешность. С точки зрения машинной реализации первые две группы моделей предпочтительнее, они в отличие от численных методов расчета поля не требуют серьезной подготовки задачи к решению, длительного времени счета и высококвалифицированных специалистов-программистов.

Все, кто сталкивался с реальным производст-

вом, могут подтвердить, что точность 5–10%, которую обеспечивают на сегодняшний день программы численного расчета поля, в большинстве случаев избыточна, поскольку технологические отклонения, неизбежные в производстве электромагнита, приводят к соизмеримым и даже большим погрешностям функциональных параметров. Поэтому проектировщика больше устраивают приближенные математические модели и эмпирические формулы, дающие погрешность в 15–20 и даже 30%, но не требующие длительного машинного времени и сложной подготовки данных. У этих моделей есть еще одно преимущество: они могут быть представлены в виде конечных формул, которые разрешимы относительно любой входящей в них переменной.

При численных расчетах поля входные данные должны обязательно содержать границы областей, параметры источников поля и свойств материалов, выходными данными будут характеристики этого поля. Обратная постановка задачи неразрешима: задать, например, индукцию в какой-либо точке и вычислить геометрию ферромагнетика, параметры и расположение источников, необходимые для достижения заданной индукции, нельзя.

Подытоживая, следует сказать, что применение «точных» численных моделей должно оставаться прерогативой научных учреждений, обладающих соответствующей техникой и специалистами. В число их задач должны входить численное моделирование полей в электромагнитах для создания новых и проверки известных эмпирических соотношений.

Организация автоматизированного проектирования электромагнитов. На рис. 3 схематично представлено разделение труда между конструкторским бюро предприятия и научно-исследовательской организацией при проектировании серийного изделия при максимально возможной автоматизации всех процессов на основе применения ЭВМ. Прямоугольниками обозначены основные этапы проектирования и подготовки этого проектирования. На заднем плане также прямоугольниками показаны компьютерные средства, позволяющие осуществить эти этапы работы. Овалами мы обозначили базы данных и базы знаний, используемые при проектировании. Проектировщик, являющийся не только носителем информации, но и обладающий активным эвристическим началом, обозначен шестиугольником.

Первый этап проектирования — осмысление проектировщиком технического задания и выбор подходящей конструктивной формы. Пока у нас нет достоверных данных о попытках автоматизировать его работу на этом этапе, хотя мы уже упоминали об актуальности создания экспертной системы по выбору конструктивной формы. База

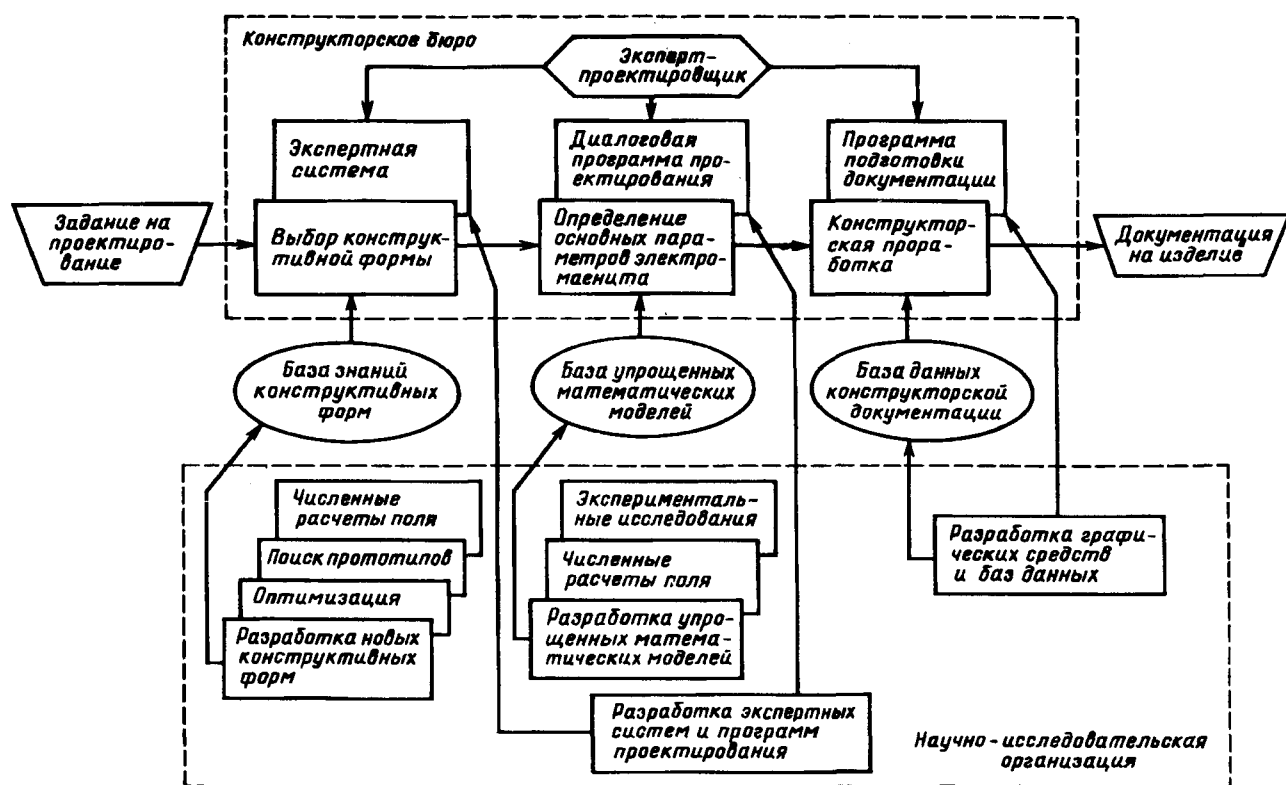


Рис. 3. Схема разделения функций между конструкторским бюро и научно-исследовательской организацией

знаний этой экспертной системы должна быть составлена на основе обширного литературного и патентного материала. Изобретательской деятельностью, численным расчетом полей и поиском оптимальных соотношений в новых конструкциях с успехом занимаются сегодня множество научно-исследовательских организаций; объединить, систематизировать и построить на основе этих знаний экспертную систему — необходимая современному производству и интересная с научной точки зрения задача.

Второй этап проектирования — определение основных параметров электромагнита. Этому этапу посвящена в основном вся литература по автоматизированному проектированию электромагнитов. Исходя из изложенной концепции, программа проектирования, с которой работает проектировщик на этом этапе, должна быть диалоговой, алгоритм ее должен позволять проектировщику принимать эвристические решения в рамках, дозволенных техническим заданием и «количеством степеней свободы» выбранной конструктивной формы. Взаимодействие проектировщика и компьютера должно происходить путем взаимного обмена конкретными параметрами электромагнита (геометрическими размерами, токами, температурами и т. п.).

Необходимы также графическая иллюстрация вариантов конструкции, выполняемая на дисплее

или графопостроителе с соблюдением масштаба, и расчет основных показателей конструкции (масса, потребляемая мощность, стоимость и т. п.). Алгоритм должен быть итерационным, причем окончательное решение о выполнении следующего приближения должно оставаться за проектировщиком. При этом желательна преемственность исходных данных предыдущего и последующего приближений: проектировщик должен сам выбирать те параметры, которые он будет корректировать, остальные параметры должны остаться неизменными. Наконец, время расчета каждого приближения не должно превышать нескольких минут, иначе процесс взаимодействия проектировщика с компьютером потеряет непрерывность, а сам процесс проектирования затянется. Поэтому для построения программ необходимы «упрощенные» математические модели, лучше всего в виде эмпирических или полуматематических формул, разработку которых с использованием численных расчетов и автоматизированного эксперимента берут на себя научно-исследовательские организации.

Последний этап проектирования — конструкторская проработка и выпуск рабочих чертежей наиболее проработан в литературе. Известен ряд машиностроительных графических пакетов программ, пригодных для разработки электромагнитов [8]. Роль научной организации — помочь

конструкторам освоить эти пакеты, создать банк данных типовых элементов конструкций и типовой конструкторской документации на конкретном предприятии.

Заключение. Построенная нами схема идеального взаимодействия конструкторского бюро с научно-исследовательской организацией в сфере проектирования электромагнитов во многом далека еще от реальности, хотя на тех предприятиях, где внедрены ее элементы, достигнуты положительные результаты. Повсеместно компьютерные средства для реализации этой схемы, особенно применяемые непосредственно в конструкторской организации, разработаны еще слабо и представляют широкое поле деятельности для соответствующих научных организаций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никитенко А.Г. Проектирование оптимальных электромагнитных механизмов.— М.: Энергия, 1974.
2. Любчик М.А. Оптимальное проектирование силовых электромагнитных механизмов.— М.: Энергия, 1974.
3. Никитенко А.Г. Автоматизированное проектирование электрических аппаратов.— М.: Высшая школа, 1983.
4. Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока.— М.: Госэнергоиздат, 1960.
5. Сахаров Н.В. Проектирование электрических аппаратов. Общие вопросы проектирования.— М.: Энергия, 1971.

6. Кулон Ж.-Л., Сабоннадер Ж.-К. САПР в электротехнике.— М.: Мир, 1988.

7. Применение ЭВМ для исследования и математического моделирования электромагнитных процессов в устройствах транспорта на магнитной подвеске / В.Б.Диалектов, Л.У.Ломоносова, В.К.Чуднов, С.Ю.Рыжов / Сб. научн. трудов Московского энергетического ин-та, № 144, 1987.

8. Карберри И. Персональные компьютеры в автоматизированном проектировании.— М.: Машиностроение, 1989.

[09.06.92]

Авторы: Макарычев Юрий Михайлович окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1964 г. В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Автоматизация исследования и проектирования герконов и герконовых реле на их основе» в МЭИ. Доцент кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.

Рыжов Сергей Юрьевич окончил электромеханический факультет МЭИ в 1980 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Динамика электромагнитных механизмов» в МЭИ. Доцент кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.

Жидарева Татьяна Петровна окончила электромеханический факультет МЭИ в 1985 г. Младший научный сотрудник кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.

Микропроцессорное управление выпрямителем с параметрическими обратными связями

ЧАПЛЫГИН Е.Е., БРУЯКИНА З.В.

Рассмотрено построение системы управления выпрямителем со стабилизированным выходным напряжением с параметрическими обратными связями. Система имеет простое аппаратное решение на базе однокристалльной микроЭВМ, исключена необходимость расширения памяти и использования аналого-цифрового преобразователя. Стабилизация напряжения достигается в режиме непрерывного и прерывистого токов.

Известные преимущества микропроцессорных устройств управления обусловили интерес к их применению для управления выпрямителями, но большинство работ лишь реализовало в цифровом виде широко известные аналоговые решения. Однако далеко не все легко реализуемые аналоговые способы управления органично выполняются в микропроцессорных устройствах, вследствие этого существующие микропроцессорные системы уп-

Control of the rectifiers with output tension stabilization by angular parameter feedbacks is considered in this article. Control unit operates in modes of persistent and intermittent load currents and is implemented on base of 8-digit microprocessor at minimum of hardware expenditures.

равления выпрямителями, как правило, достаточно сложны либо по показателям (например, по быстродействию) уступают аналоговым системам. В данной статье исследуются возможности построения систем управления с замкнутым контуром на основе специфически микропроцессорных способов управления, причем поставлена задача максимального снижения стоимости и аппаратных затрат. В связи с этим главное внимание уделено

восьмиразрядным процессорам, в частности однокристалльным микроЭВМ серии КМ 1816ВЕ48. Требования к системе соответствуют специфике наиболее распространенных потребителей, т. е. речь не идет о прецизионных системах.

В существующих системах отрицательные обратные связи включают в свой контур интегрирующий элемент. Интегрирование может осуществляться программным путем, при этом процессор загружен выполнением рутинных операций, сказывается ограничение по быстродействию. При возложении интегрирования на аналого-цифровой преобразователь растут аппаратные затраты, также сказываются ограничения по быстродействию преобразователей «Аналог—частота». Вместе с тем известна возможность организации замкнутого контура управления на основе параметрической обратной связи по углу коммутации (либо длительности бестоковой паузы в режиме прерывистого тока) [1].

При симметрии и синусоидальности питающей сети выходное напряжение выпрямителя (или ведомого сетью инвертора) в режиме непрерывного тока нагрузки равно:

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x, \quad (1)$$

где $E_{d0} = U_d$ при $\alpha = 0$, α — угол управления; ΔU_x — среднее коммутационное падение напряжения.

С другой стороны, при арккосинусоидальной фазовой характеристике системы управления

$$\cos \alpha = u_y / U_m, \quad (2)$$

а величина

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x(\theta) d\theta, \quad (3)$$

где $u_x = \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \theta$; U_2 — вторичное напряжение трансформатора выпрямителя.

Тогда для выпрямителя при любом m из [1] получим

$$\frac{U_d}{E_{d0}} = \frac{u_y}{U_m} - \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (4)$$

Таким образом, для коррекции коммутационных искажений управляющий сигнал необходимо увеличить на величину

$$u_{\text{корр}} = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] U_m. \quad (4a)$$

Из выражения (4) следует, что для обеспечения независимости величины U_d от текущего действующего напряжения питающей сети необходимо поддерживать постоянным соотношение U_m/E_c .

Возможна реализация описанного способа управления на основе различных способов фазосмещения. Вертикальный способ управления, т. е. модуляция по закону ШИМ-2 [2, 3], позволяет не только достичь максимального быстродействия, но и может быть реализован с минимальными аппаратными затратами. При вертикальном управлении для каждого канала управления формируется опорный сигнал, изменяющийся от значения $+U_m$ до $-U_m$ в течение половины периода сети. Как указано выше, необходимо осуществить изменение U_m в соответствии с текущим значением напряжения E_c .

В цифровых системах управления нашли широкое применение линейно изменяющиеся опорные сигналы, обеспечивающие линейную фазовую характеристику. Для получения арккосинусоидальной фазовой характеристики форма опорного сигнала должна быть косинусоидальной либо управляющий сигнал должен пройти нелинейное преобразование по синусоидальному закону [2]. В случае переменного значения E_c подобное преобразование неоднозначно и зависит от U_m , что сильно затрудняет его аппаратную реализацию на микросхемах ПЗУ. Получение косинусоидального опорного напряжения также затруднено, особенно при учете ограничений по быстродействию микропроцессора. Поэтому нами предложен иной способ. Косинусоидальное напряжение u_o формируется в виде суммы линейно изменяющегося опорного сигнала и напряжения поправки:

$$u_o = u_{\text{л}} + u_{\text{п}}, \quad (5)$$

причем напряжение поправки определяется углом управления ранее вступившего в работу вентиля:

$$u_{\text{п}}(\alpha) = U_m \left[\cos \alpha - \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} \right) \right]. \quad (6)$$

Мы исходим из того, что точное управление требуется в режиме с постоянными либо медленно изменяющимися значениями u_y , а в динамических режимах неизбежна так называемая «ошибка по скорости».

Подобное решение легко реализуется программно-аппаратными средствами. Необходимо рассмотреть вопрос об устойчивости системы. Пусть угол управления α_1 выработан с малой погрешностью $\Delta \alpha_1$, это вызывает погрешность в задании сигнала поправки

$$\Delta U_{\text{п}} = \frac{dU_{\text{п}}}{d\alpha} \Delta \alpha_1 = U_m \left(\frac{2}{\pi} - \sin \alpha \right), \quad (7)$$

которая эквивалентна погрешности в задании управляющего сигнала при выработке угла управления α_2 , что вызывает погрешность

$$\Delta \alpha_2 = \frac{d\alpha}{dU_y} \Delta U_{\Pi} = \frac{\pi}{2U_m} \Delta U_{\Pi}.$$

Система устойчива в соответствии с принципом Ляпунова, если $|z| = |\Delta \alpha_2 / \Delta \alpha_1| \leq 1$. В нашей системе

$$z = \frac{\Delta \alpha_2}{\Delta \alpha_1} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \alpha. \quad (8)$$

Следовательно, система устойчива при любом угле управления.

Рассмотрим программное обеспечение устройства управления. На рис. 1 приведена структурная

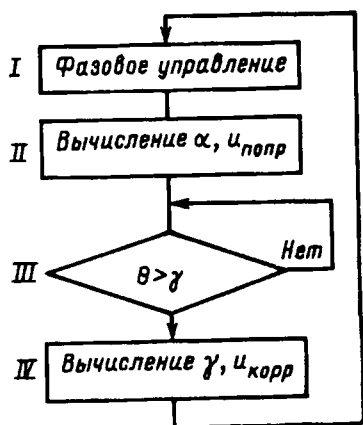


Рис. 1. Обобщенная структурная схема программы управления вентилем преобразователем с параметрической обратной связью

схема программы, которая состоит из четырех укрупненных блоков. Начнем рассмотрение с блока II, который выполняется после выдачи управляющего импульса на один из тириستоров вентильного преобразователя. Подпрограмма блока включает в себя следующие операции:

1. Расчет угла управления ранее включенного вентиля. Для этого при выполнении блока I («фазовое управление») сохраняется в одном из регистров общего назначения (РОН) значение линейно изменяющегося сигнала, при котором достигнуто равенство опорного и управляющего сигналов. Очевидно, что угол управления

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \frac{U_m - u_{\Pi}}{U_m} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{u_{\Pi}}{U_m} \right) \quad (9)$$

или в цифровом виде при учете, что $U_{m \max} = 8\Phi H$,

$$\alpha = 1\Phi\Phi H \overline{u_{\Pi}} / (2 U_m), \quad (9a)$$

где $\overline{u_{\Pi}}$ — обратный код по отношению к коду u_{Π} ; $\alpha_{\max} = \pi = \Phi\Phi H$.

Вычисления по формуле (9a), включающие операцию деления, занимают не более 4° частоты питающей сети.

2. Расчет сигнала поправки по формуле (6) в зависимости от значения α . При этом выражение,

стоящее в названных формулах в квадратных скобках, табулируется и записывается в ПЗУ, как функция от α , а процессор выполняет только операцию умножения, так что вычисление поправки длится не более 4° питающей сети.

Следующий блок III рис. 1 заключается в контроле окончания процесса коммутации. При его выполнении процессор опрашивает датчик, который выдает логический единичный сигнал в течение угла γ . В простейших системах угол коммутации может определяться только для одного вентиля, в этом случае блок III выполняется только один раз за период сети, в иных случаях он опускается.

Блок IV заключается в выполнении двух операций:

1. Вычисление угла коммутации. В течение угла коммутации при логическом сигнале $R=1$ счетчик угла коммутации заполняется импульсами той же частоты, что и счетчик линейно изменяющегося напряжения

$$f_{\text{ст}} = 2^9 f_c \frac{U_m}{U_{m \max}}. \quad (10)$$

Угол коммутации в цифровом виде определяется по аналогии с (9a)

$$\gamma = 1\Phi\Phi H K_{\gamma} / (2 U_m). \quad (11)$$

Длительность выполнения операции не более 4°.

2. Вычисление напряжения коррекции по формуле (4a), причем выражение $\frac{1}{2} \cos \alpha$ табулируется в ПЗУ и используется для вычисления выражения, стоящего в круглых скобках, так что микропроцессор вычисляет только произведение, тратя на вычисление напряжения коррекции не более 5°.

Выражение (4a) для выпрямителей относительно малой мощности нуждается в уточнении, поскольку заметную роль начинают играть активные потери, которые, как и коммутационные потери, растут с увеличением тока нагрузки. Роль активных потерь, если их величина заранее известна, можно учесть, заменив коэффициент 1/2 в выражении (4a) на большую величину.

Длительность выполнения блоков II—IV в наихудшем случае не превышает числа

$$\theta_p = \max \left[\gamma_8 \right] + 9^\circ = 18^\circ + 9^\circ = 27^\circ, \quad (12)$$

поскольку при принятом нами ограничении угла управления α и $\Delta u_k^* \% = 10\%$ угол $\gamma \leq 18^\circ$, указанная величина может рассматриваться как оценочная в номинальных режимах. Очередной силовой вентиль может быть включен после предыдущего только после выполнения блоков II—IV, т. е. скорость убывания угла управления ограничена ве-

личины $\Delta\alpha_{\text{пр}} = \frac{2\pi}{m} - \theta_p$. Учитывая, что угол коммутации велик только при малых углах управления, можно считать, что при $m=6$ $\Delta\alpha_{\text{пр}}=43^\circ$.

Рассмотрим блок I («фазовое управление»), (рис. 1). Вопросы фазового цифрового управления широко известны. Среди способов, реализуемых на восьмиразрядном микропроцессоре, мы остановимся на полуадресном кодировании [3], обеспечивающем при минимальных аппаратных затратах дискретизацию угла управления $\Delta\alpha=0,71^\circ$.

Структурная схема подпрограммы «фазовое управление» приведена на рис. 2. Она отличается от приведенной в [3] тем, что в качестве опорного сигнала используется сумма

$$u_* = u_{\text{л}} + u_{\text{п}} + u' + n' D = u_{\text{л}} + u'_{\text{п}}, \quad (13)$$

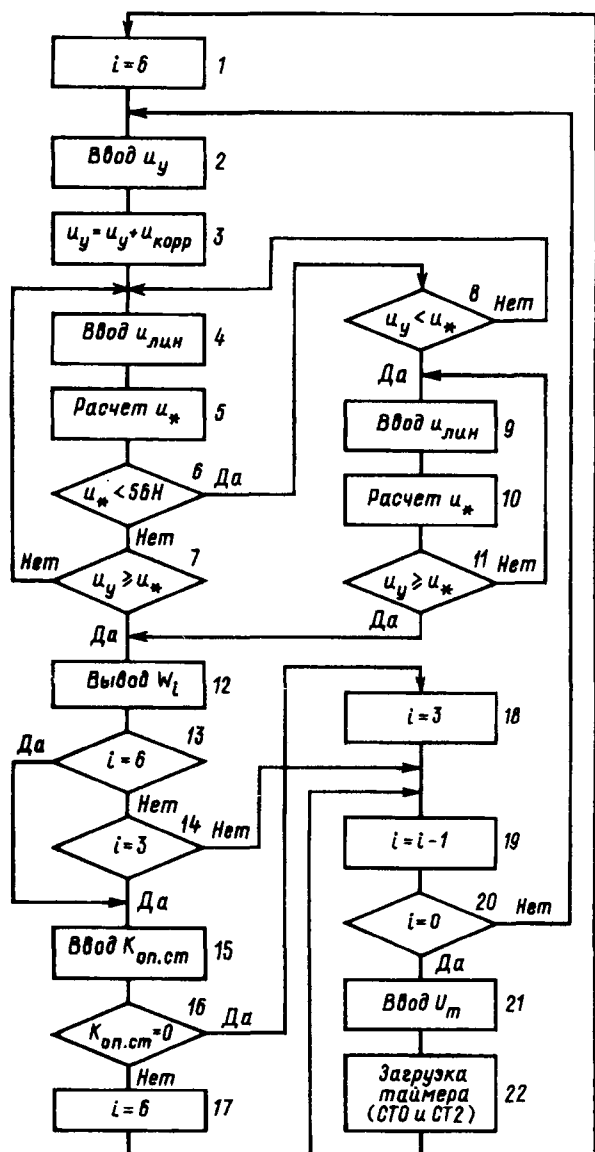


Рис. 2. Структурная схема подпрограммы «фазовое управление»

где $n'=n$ при $n \leq 3$, $n'=n-3$ при $n > 3$; n — номер вентиля; $D = \frac{du_{\text{л}}}{d\theta} \frac{2\pi}{m} = \frac{2U_m}{3}$; u' — будет введено ниже, при описании аппаратной реализации; $i=6-n$.

Кроме того, структурная схема содержит узлы 8—11, осуществляющие блокировку от ложного срабатывания, которое возможно при реализации структуры в [3]. Если при вычислении по формуле (13) фиксируется переполнение байтового формата, то в аккумуляторе записывается только восемь младших разрядов числа и выполнение узла 7 программы дает положительный результат, т. е. разрешается включение вентиля, которое будет ошибочным, так как при сравнении не принято во внимание переполнение формата. В предлагаемом нами варианте выработка управляющего импульса на силовой тиристор при малых значениях u_* разрешена только в том случае, если кривая управляющего сигнала пересекает опорный сигнал снизу. Такая блокировка практически не уменьшает быстродействие системы и допускает любые скачки управляющего сигнала.

Рассмотрим аппаратную реализацию устройства. На рис. 3 приведена схема интерфейса контроллера. На вход канала В программируемого параллельного адаптера KP580BB55A подается управляющий код u_y форматом один байт. Положительные значения u_y представлены в прямом коде, отрицательные — в дополнительном коде, знаковый старший бит инвертирован по отношению к традиционной форме: 0 — отрицательные значения, 1 — положительные, нулевой уровень соответствует числу $8\phi H$. Канал 0 программируемого таймера KP580BI53 служит для формирования сигнала $u_{\text{л}}$ и работает в режиме 2, в него один раз за период сети загружается число $2U_m$. За период сети формируются два сигнала $u_{\text{л}}$. На выходе канала 0 установлен счетный триггер, делящий частоту на два и являющийся источником сигнала $K_{\text{оп.ст}}$ (см. рис. 2[3]). К выходу триггера подключена микросхема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) K564ГГ 1 (навесные элементы на схеме не показаны), на второй вход которой подается импульс L с компаратора сетевого напряжения $COMF$. В результате работы ФАПЧ формируется частота $f_{\text{ст}}$ [см. (10)], импульсы данной частоты подаются на все входы таймера. Сигналы $u_{\text{л}}$ и u_y вводятся по магистрали данных МД в процессор и обрабатываются в соответствии с рассмотренными программами.

Для формирования логического сигнала R (см. выше) служит ПЗУ PROM. Угол γ может измеряться один либо m раз за период сети. В первом случае ПЗУ может быть заменено конъюнктом, фиксирующим совпадение интервала проводимости n -го вентиля с наличием управляющего импульса на вентиле $n+2$. Большее быстродействие

ление по мощности.

Параметрические обратные связи могут быть использованы и при работе вентильного преобразователя в режиме прерывистого тока. Однако при этом программная реализация различна для отдельных видов нагрузки.

Рассмотрим работу в режиме стабилизации выходного напряжения при последовательной RL -нагрузке. По аналогии с выражением (1) можно записать

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha + \Delta U_x, \quad (15)$$

где ΔU_x — среднее за период повторения искажение напряжения, вызванное прерывистостью тока;

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha - \gamma'}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{6} E_2 \sin \theta d\theta; \quad (16)$$

γ' — длительность паузы в протекании тока.

Для стабилизации выходного напряжения необходимо управляющий сигнал уменьшить на величину

$$u_{\text{корр}} = \left[\cos \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \gamma' \right) - \cos \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha \right) \right] U_m. \quad (17)$$

Сравнение (4а) и (17) показывает близость этих выражений. Если ПЗУ *PROM* на рис. 3 будет фиксировать совпадение интервала реальной проводимости n -го вентиля с длительностью тока в режиме непрерывного тока (при $\gamma = \emptyset$), то длительность импульсов R будет соответствовать углу проводимости вентиля $\lambda = \frac{2\pi}{m} - \gamma'$. В блоке IV рис. 1 расчет корректирующего сигнала ведется по формуле (17). При работе в режиме непрерывного тока снижение угла до нуля должно сопровождаться выполнением процедуры $\gamma = \emptyset$. При отрицательном результате проверки выполняют подпрограмму для режима прерывистого тока.

При работе на сглаживающий LC -фильтр режим прерывистого тока наступает при высокоомной нагрузке, когда можно пренебречь пульсациями напряжения на конденсаторе. Пренебрегая потерями в реакторе фильтра, можно записать

$$\frac{1}{2\pi/m} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha + \lambda} (u_c(\theta) - u_n) d\theta = 0, \quad (18)$$

откуда

$$u_n = \frac{2\pi}{m} U_m \frac{1}{\lambda} \left[\cos \left(\frac{2\pi}{m} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{2\pi}{m} + \alpha + \lambda \right) \right]. \quad (19)$$

Переходя к масштабу управляющего сигнала, можно считать, что рассогласование между реальным и требуемым значением u_y равно

$$u_{\text{корр}} = u_y - u_n = u_y - \frac{2\pi}{m} U_m \frac{1}{\lambda} \times$$

$$\times \left[\cos \left(\frac{2\pi}{m} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{2\pi}{m} + \alpha + \lambda \right) \right]. \quad (20)$$

Это рассогласование должно с некоторым коэффициентом пропорциональности такт от такта суммироваться с управляющим сигналом, вплоть до исчезновения рассогласования (статизма). Подобное управление может быть использовано и при работе в режиме непрерывного тока и при прерывистом токе и RL -нагрузке. Выбор коэффициента пропорциональности диктуется соображениями быстродействия и устойчивости системы автоматического регулирования. Поскольку параметрические обратные связи, рассмотренные в данной работе, эквивалентны обратным связям по выходному напряжению известных типов, не представляет проблемы анализ динамики рассматриваемых систем.

Выводы. Установлено, что возможности микропроцессорной техники позволяют широко использовать принцип параметрических обратных связей, что позволяет за счет развития программных аспектов решения упростить аппаратную реализацию. При достаточном качестве сетевого напряжения точность работы предлагаемой системы не уступает аналоговым решениям массового применения. Осуществление комплекса мер по повышению качества сети делает подобные устройства весьма перспективными. При невысоких требованиях к стабилизации выходного напряжения рассмотренное устройство работоспособно и при питании от сети ограниченной мощности. Точностные показатели могут быть рассчитаны по приведенным в статье зависимостям. Представляет интерес исследование параметрических методов микропроцессорного управления и для других классов вентильных преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. № 1080243 (СССР). Цифровое устройство для управления вентильным преобразователем/ С.Г.Обухов, Е.Е.Чаплыгин, Т.В.Ремизевич. Опубл. в Б.И., 1984, № 10.
2. Одноканальное цифровое управление вентильными преобразователями/ С.Г.Обухов, Е.Е.Чаплыгин, Т.В.Ремизевич, К.Х.Пагиев.— Электричество, 1989, № 3.
3. Чаплыгин Е.Е. Фазовое управление вентильными преобразователями на базе восьмиразрядных микропроцессоров.— Электричество, 1990, № 9.
4. А.с. № 595841 (СССР). Способ определения проводящего состояния в вентиле/ Ю.Е.Семенов, С.А.Харитонов. Опубл. в Б.И., 1978, № 8.

[07.04.92]

Авторы: Чаплыгин Евгений Евгеньевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1965 г. В 1974 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование непосредственных преобразователей частоты с замкнутым контуром управления». Доцент кафедры промышленной электроники МЭИ.

Бруязкина Зинаида Викторовна окончила в 1992 г. факультет электронной техники МЭИ. Аспирант кафедры промышленной электроники МЭИ.

Расчет форсировок в двухзонном электроприводе постоянного тока

ЛЕБЕДЕВ А.С., ХОДЕР ИСА

На основе анализа процессов изменения магнитного потока при оптимальном управлении и при насыщении преобразователя в цепи возбуждения двигателя получено простое аналитическое условие для расчета необходимых коэффициентов форсировки в зависимости от двух обобщенных параметров: отношения электромагнитной и базовой постоянных времени, а также эквивалентного момента сопротивления. Для случаев, когда реализация требуемых коэффициентов невозможна, сделана оценка снижения быстродействия электропривода. Показано, что в этих случаях соответствующее увеличение длительности переходных процессов при усилении магнитного потока может достигать времени, равного трем базовым постоянным времени.

Реализация максимального быстродействия тиристорных электроприводов с двухзонным регулированием скорости требует соответствующих форсировок в канале управления магнитным потоком, что обусловлено большими значениями электромагнитных постоянных времени обмоток возбуждения двигателей. Имеющаяся литература и исследования промышленных двухзонных электроприводов не дают ответа на вопрос: каким должен быть коэффициент форсировки в цепи возбуждения в тех или иных условиях работы электропривода? В статье сделана попытка получения такого ответа.

В [1] были представлены универсальные кривые и соответствующие аналитические зависимости магнитного потока от времени при работе электропривода во второй зоне:

для случая $\mu_3 = 0$

$$\tau = \pm (1/\varphi^2 - 1/\varphi_{\text{нач}}^2); \quad (1)$$

для случая $\mu_3 \neq 0$

$$\tau = \pm \left(\frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{\pm \mu_3 / \varphi_{\text{нач}} - 1}{\pm \mu_3 / \varphi - 1} \pm \frac{1/\varphi_{\text{нач}} - 1/\varphi}{\mu_3} \right), \quad (2)$$

где τ — относительное время ($\tau = t/T_6$); t — время; T_6 — базовая постоянная времени ($T_6 = J\omega_n / M_{\text{max}}(1+\alpha)$); J — суммарный момент инерции на валу двигателя; ω_n — номинальная скорость двигателя; M_{max} — максимально допустимый момент двигателя в первой зоне; α — коэффициент, учитывающий уменьшение перегрузочной способности двигателя во второй зоне ($\alpha = a/(v_{\text{max}} - 1)$); $a = 1 - I'_{\text{max}}/I_{\text{max}}$; I'_{max} — максимально допустимый ток якоря при максимальной скорости двигателя

This paper gives the analytic conduction for the calculation of a field forcing in a two-zone dc drive based on the analysis of field weakening and strengthening processes. The needed field forcing coefficient depends on two generalized factors: the ratio of an electromagnetic time constant to a base (mechanical) time constant and an equivalent retarding torque. When the realization of that coefficient is impossible the evaluation of quick-response reducing is given. In that case transient time of field strengthening is increased and a time difference may be equal to three base time constants.

ω_{max} ; I_{max} — максимально допустимый ток якоря в первой зоне; $v_{\text{max}} = \omega_{\text{max}}/\omega_n$; μ_3 — эквивалентный момент сопротивления, учитывающий как реальный момент сопротивления механизма M_c , так и уменьшение момента двигателя из-за снижения его перегрузочной способности во второй зоне ($\mu_3 = (\mu_c \pm \alpha)/(1 + \alpha)$); $\mu_c = M_c/M_{\text{max}}$; φ — относительный магнитный поток ($\varphi = \Phi/\Phi_n$); Φ — магнитный поток двигателя во второй зоне; Φ_n — номинальный магнитный поток; $\varphi_{\text{нач}} = \Phi_{\text{нач}}/\Phi_n$; $\Phi_{\text{нач}}$ — начальное значение магнитного потока при его ослаблении или усилении; знак плюс (как здесь, так и в дальнейшем) соответствует процессам разгона привода при ослаблении магнитного потока, знак минус — процессам торможения при усилении магнитного потока.

Анализ универсальных кривых и выражения для производной магнитного потока

$$d\varphi/d\tau = -\varphi^2 (\pm \varphi - \mu_3) \quad (3)$$

показывает, что модуль производной $d\varphi/d\tau$ будет иметь максимальное значение при $\varphi = 1$ как при ослаблении, так и при усилении потока, и не зависит от значения $\varphi_{\text{нач}}$.

В двухзонном электроприводе необходимые значения $d\varphi/d\tau$ должны быть обеспечены совместным действием регуляторов тока якоря и ЭДС двигателя. Но при насыщении тиристорного преобразователя в цепи якоря прекращает действие регулятор тока якоря, а при насыщении преобразователя в цепи возбуждения прекращает действие регулятор ЭДС. В любом из этих случаев электропривод сходит с оптимальной траектории движения, что приводит к потере быстродействия.

Если необходимый запас по ЭДС преобразователя в цепи якоря легко может быть рассчитан, то для определения соответствующего запаса по ЭДС преобразователя в цепи возбуждения известных аналитических методов расчета нет.

При насыщении преобразователя в цепи возбуждения начинается независимый (от действия системы регулирования) процесс изменения магнитного потока в соответствии с уравнением

$$\pm E_{п\max} + I_B R_B + w k_s \frac{d\Phi}{dt} = 0, \quad (4)$$

где $E_{п\max}$ — максимальное значение ЭДС преобразователя; I_B — ток возбуждения; R_B — сопротивление цепи возбуждения; w — число витков обмотки возбуждения; k_s — коэффициент рассеяния, учитывающий полный поток, создаваемый обмоткой.

После преобразований уравнение (4) может быть приведено к виду

$$\pm k_\Phi + i_B + \frac{T_B}{T_6} \frac{d\varphi}{dt} = 0, \quad (5)$$

где k_Φ — коэффициент форсировки ($k_\Phi = E_{п\max} / I_{B.H} R_B$); $I_{B.H}$ — номинальный ток возбуждения; i_B — относительный ток возбуждения ($i_B = I_B / I_{B.H}$); T_B — электромагнитная постоянная времени двигателя при линейаризации кривой намагничивания в точке $\Phi_H I_{B.H}$ ($T_B = w \Phi_H k_s / I_{B.H} R_B$).

При номинальном магнитном потоке (что имеет место в начале ослабления и в конце усиления поля)

$$i_B = \varphi = 1$$

и уравнение (5) приобретает вид

$$\pm k_\Phi + 1 + \frac{T_B}{T_6} \frac{d\varphi}{dt} = 0. \quad (6)$$

Теперь очевидно, что для устранения насыщения преобразователя в цепи возбуждения в течение всего процесса ослабления или усиления поля необходимо коэффициент форсировки выбирать таким образом, чтобы соответствующее значение производной $d\varphi/dt$ в выражении (6) было равно требуемому значению по выражению (3). Решая систему (3)—(6) относительно k_Φ при $\varphi = 1$, получаем

$$k_\Phi = \pm \left[\frac{T_B}{T_6} (\pm 1 - \mu_\Sigma) - 1 \right], \quad (7)$$

откуда следует, что необходимое значение коэффициента форсировки для любого электропривода с двухзонным регулированием скорости зависит от двух обобщенных параметров: отношения электромагнитной и базовой постоянных времени и эквивалентного момента сопротивления. В любом конкретном электроприводе эти два параметра известны, поэтому можно просто решить поставленную задачу. Численные значения необходимых

коэффициентов форсировок можно определить, если оценить реальные значения μ_Σ и T_B/T_6 .

Для широкорегулируемых двигателей серии 4ПФ, допускающих регулирование скорости во второй зоне в диапазоне $D_\Phi = 2 \div 5$ (где D_Φ — диапазон регулирования скорости за счет изменения магнитного потока), $I_{\max} = 2I_H$ и $I'_{\max} = 1,5I_H$ [2], что соответствует коэффициенту $a = 0,25$. При реальных значениях момента сопротивления холостого хода $M_c = (0 \div 0,2) M_H$ с учетом $M_{\max}/M_H = 2$, используя выражение $\mu_\Sigma = (\mu_c \pm a)/(1 \pm a)$, получаем оценку значений μ_Σ , представленных на рис. 1. При ослаблении потока реальные значения μ_Σ могут быть

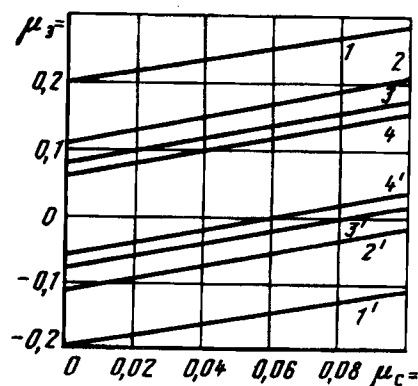


Рис. 1. Зависимость эквивалентного момента сопротивления μ_Σ от значений M_c и D_Φ при ослаблении (кривые 1—4) и усилении (1'—4') потока: 1, 1'— $D_\Phi = 2$; 2, 2'— $D_\Phi = 3$; 3, 3'— $D_\Phi = 4$; 4, 4'— $D_\Phi = 5$

в интервале от 0,05 до 0,30, а при усилении — в интервале от 0,20 до 0,05. Знак минус в значении μ_Σ при усилении потока указывает на то, что эффект уменьшения токовой перегрузочной способности двигателя перекрывает тормозящий эффект реального момента сопротивления.

Для этих же двигателей мощностью от 4 до 160 кВт значения T_6 (без учета момента инерции механизма) лежат в пределах от 0,035 до 0,16 с. Ориентировочные значения электромагнитной постоянной времени T'_B при ненасыщенном двигателе лежат в пределах от 0,4 до 1,3 с [3]. Учитывая, что $T_B \approx T'_B/2$ (это следует из универсальной кривой намагничивания), и принимая во внимание увеличение значений T_6 за счет момента инерции механизма, получаем следующий примерный интервал возможных значений отношения T_B/T_6 :

$$T_B/T_6 = 1 \div 5.$$

Зависимость необходимых коэффициентов форсировок от отношения T_B/T_6 для различных значений μ_Σ при ослаблении и усилении потока приведена на рис. 2. Значения $k_\Phi < 1$ указывает на то, что для обеспечения требуемого темпа ослабления магнитного потока при определенных условиях не надо преобразователь переводить в

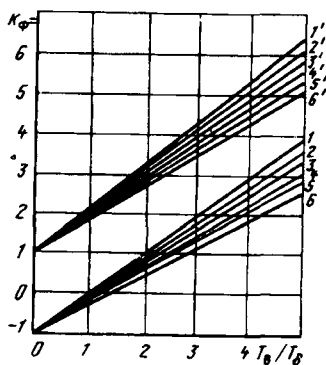


Рис. 2. Зависимость коэффициента форсировки k_ϕ от отношения T_ϕ/T_δ для различных значений μ_z при ослаблении (1 — $\mu_z=0,05$; 2 — $\mu_z=0,1$; 3 — $\mu_z=0,15$; 4 — $\mu_z=0,2$; 5 — $\mu_z=0,25$; 6 — $\mu_z=0,3$) и усилении потока (1' — $\mu_z=0,05$; 2' — $\mu_z=0$; 3' — $\mu_z=-0,05$; 4' — $\mu_z=-0,1$; 5' — $\mu_z=-0,15$; 6' — $\mu_z=-0,2$)

режим работы с $-E_{п\max}$; достаточно обеспечить значение $E_{п\max}$, определяемое этим значением k_ϕ на интервале $-E_{п\max} < E_{п\max} < I_{п\max} R_\phi$. Анализ зависимостей на рис. 2 показывает, что выбор коэффициента форсировки из условия обеспечения оптимального закона изменения потока при усилении обеспечит оптимальный темп его изменения и при ослаблении. Наоборот, выбор коэффициента форсировки только из условия ослабления потока не обеспечивает условия максимального быстродействия при усилении потока. Кроме того, анализ промышленных серий тиристорных возбудителей и электродвигателей показывает, что значения их номинального напряжения чаще всего не позволяют реализовать требуемые коэффициенты форсировок. Поэтому возникает необходимость в оценке снижения быстродействия в этих условиях. Такую оценку в виде значения магнитного потока,

при котором произойдет насыщение преобразователя в процессе усиления или ослабления потока, можно получить, решив систему дифференциальных нелинейных уравнений (3) и (6).

Графическое решение этих уравнений в виде соответствующих номограмм для различных значений T_ϕ/T_δ при усилении потока дано на рис. 3, при ослаблении потока — на рис. 4. На номограммах точка пересечения кривой, соответствующей уравнению (3) для указанного значения μ_z , и кривой, соответствующей уравнению (6) для указанного значения k_ϕ , дает значение магнитного потока ϕ_1 , при котором преобразователь войдет в насыщение при усилении или выйдет из насыщения при ослаблении поля. Анализ номограмм (рис. 3) показывает, что при торможении любого электропривода сход с оптимальной траектории движения в случае недостаточных коэффициентов форсировок происходит в конце процесса усиления магнитного потока и при самых неблагоприятных условиях (больших значениях T_ϕ/T_δ , M_c , D_ϕ и $k_\phi=1$) значение ϕ_1 составит не менее 0,5. При разгоне электропривода, наоборот, происходит задержка с выходом на оптимальную траекторию движения в самом начале процесса ослабления потока (рис. 4) и при неблагоприятных условиях (тех же значениях T_ϕ/T_δ , D_ϕ , k_ϕ , $M_c=0$) значение ϕ_1 составит приблизительно не менее 0,7.

Для временной оценки соответствующего снижения быстродействия электропривода необходимо найденное из номограмм значение ϕ_1 подставить в (1) или (2) вместо $\phi_{нач}$ при усилении потока (при этом $\phi=1$) и вместо ϕ при ослаблении потока (при этом $\phi_{нач}=1$) и таким образом сначала определить время движения τ_1 по участку оптимальной траектории. Затем это же значение ϕ_1

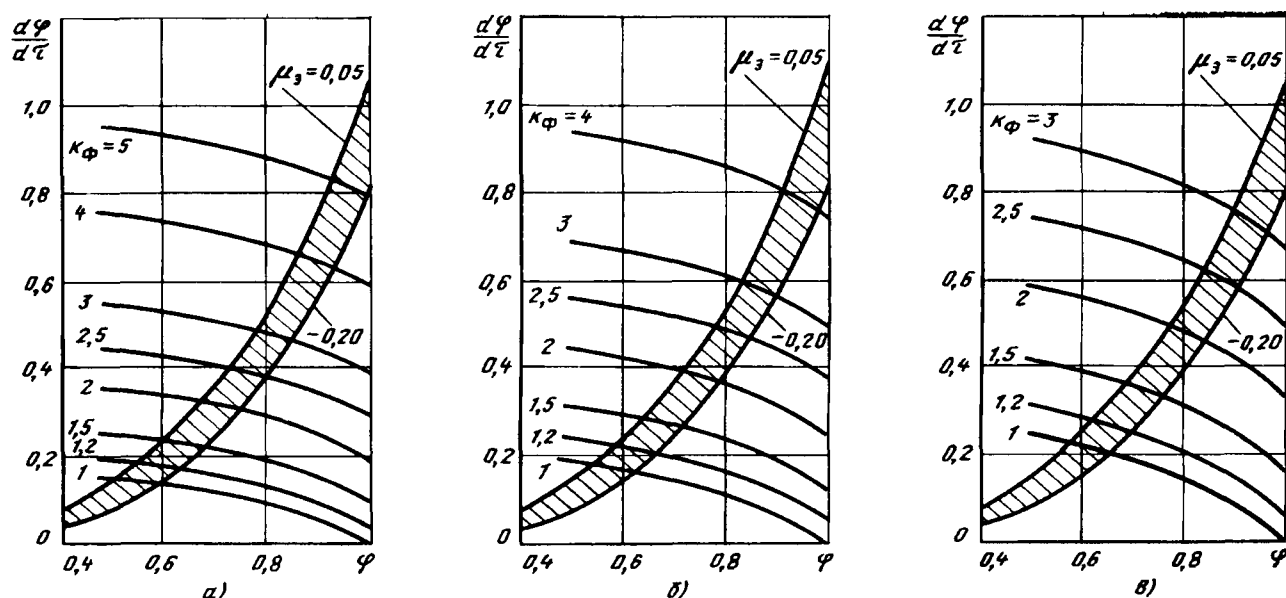


Рис. 3. Номограммы для определения момента насыщения тиристорного возбудителя при усилении потока: а — $T_\phi/T_\delta=5$; б — $T_\phi/T_\delta=4$; в — $T_\phi/T_\delta=3$

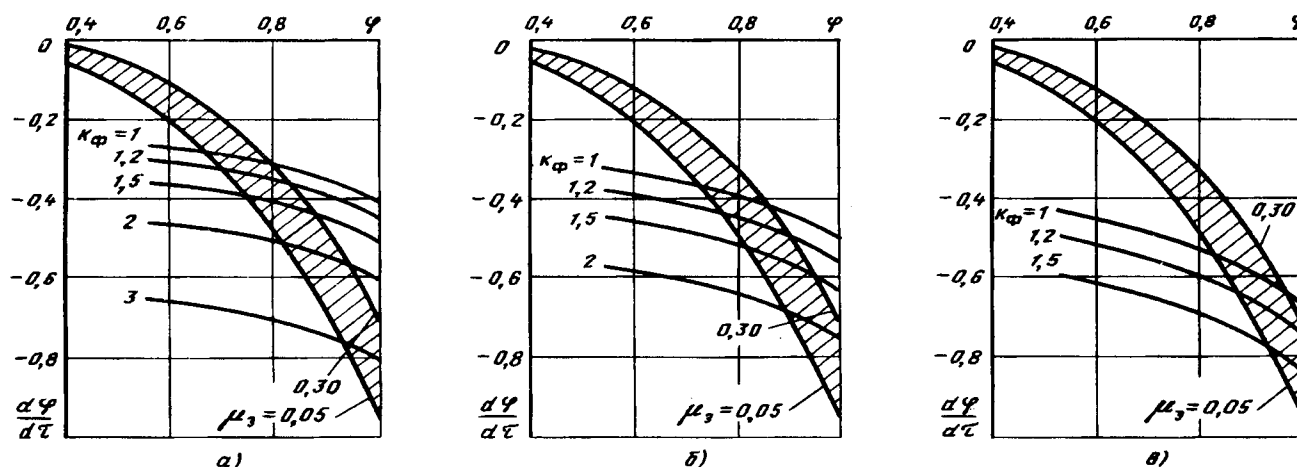


Рис. 4. Номограммы для определения момента насыщения тиристорного возбудителя при ослаблении потока: а — $T_b/T_6=5$; б — $T_b/T_6=4$; в — $T_b/T_6=3$

нужно подставить в следующее уравнение, являющееся приближенным решением нелинейного уравнения (5)

$$\tau_2 \approx \pm b \frac{T_b}{T_6} \ln \frac{\pm b (k_\phi \pm 1)}{\varphi_1 \pm b (k_\phi \pm 1) - 1}, \quad (8)$$

где b — коэффициент, учитывающий изменение электромагнитной постоянной времени при насыщении магнитной системы двигателя ($b \approx 0,75 - 0,5 \varphi_1$), и таким образом определить время изменения магнитного потока при насыщенном преобразователе. Разность

$$\Delta \tau = \tau_2 - \tau_1$$

и составит соответствующую оценку снижения быстродействия электропривода в случае недостаточных коэффициентов форсировки.

На рис. 5 приведены кривые предельных оценок (наихудших для рассматриваемой области параметров электропривода) снижения быстродействия (рассчитанные по (2) и (8)) в зависимости от коэффициента форсировки для трех значений отношения T_b/T_6 при ослаблении и усилении потока. Из этих кривых следует, что при отсутствии форсировок ($k_\phi=1$) или незначительных форсировках ($k_\phi=1,1 \div 1,2$), что имеет место у некоторых промышленных серий двухзонных электроприводов, соответствующее снижение быстродействия при усилении магнитного потока может достигать значений, равных $(2 \div 3) T_6$.

Результаты моделирования на ЭВМ известных структур промышленных электроприводов с двухзонным регулированием скорости показали точное совпадение с результатами и выводами настоящей статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев А.С. Динамика двухзонного электропривода постоянного тока при оптимальном управлении. — Электричество. 1990. № 12. с. 57—60.
2. Справочник по электрическим машинам. Под общ.

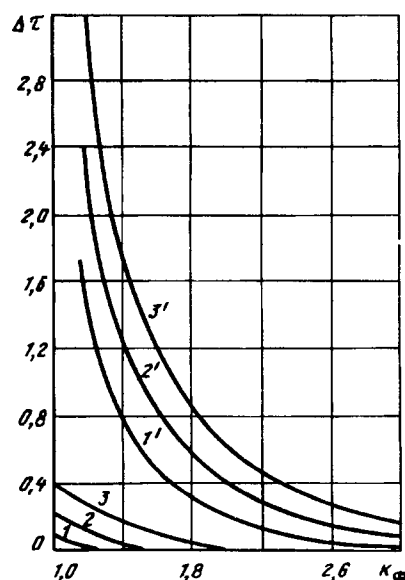


Рис. 5. Зависимость наибольшего временного снижения быстродействия при ослаблении (кривые 1—3) и усилении (1'—3') потока в случае недостаточных коэффициентов форсировки: 1, 1' — $T_b/T_6=3$; 2, 2' — $T_b/T_6=4$; 3, 3' — $T_b/T_6=5$

ред. И.П.Копылова и Б.К.Клюкова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — Т.1. 456 с.

3. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. — М.: Энергия, 1977. 432 с.

[09.12.92]

Авторы: **Лебедев Анатолий Сергеевич** окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института (МЭИ) в 1965 г. В 1974 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию, посвященную главным электроприводам металлорежущих станков. Доцент кафедры автоматизированного электропривода МЭИ.

Ходер Иса (гражданин Ливана) окончил в 1989 г. факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ. Аспирант кафедры автоматизированного электропривода МЭИ.

Анализ зависимостей удельного сопротивления оксидных композиций от состава

ФРОЛОВ А.В., ЦЫГАНКОВ В.Н., ЕРМУРАТСКИЙ П.В.

Рассмотрены математические модели двух-компонентных механических смесей. На примере оксидных композиций $\text{Ni}_2\text{O}_3\text{—La}_2\text{O}_3$ и NiO—MgO выполнен анализ применимости различных моделей. Установлено, что наилучшее совпадение расчетных и экспериментальных данных получается для скорректированного уравнения статистических смесей Оделева. Полученные уравнения могут быть использованы для прогнозирования свойств терморезистивных материалов.

Аналитическое описание зависимости свойств гетерогенных сред от свойств чистых компонентов и состава представляет интерес для исследователей более 100 лет, начиная с Максвелла [1]. В большинстве случаев свойства смесей связывают с их структурой и в зависимости от принятых допущений — моделей гетерогенных сред — получают различные формулы [2]. В [3] приведено около 20 различных формул, которые авторы применили для описания свойств пенополиэтиленовой изоляции.

Большинство этих моделей основано на довольно простом представлении о физической сущности процесса изменения свойств в зависимости от состава, которое не учитывает специфических особенностей рассматриваемых смесей, а основывается только на свойствах чистых компонентов и их концентрациях. Для смесей со сложной структурой эти модели часто не дают удовлетворительных результатов. Более плодотворным в этом случае оказывается применение взаимоматричных моделей, где берутся усредненные с весами функции для двух более простых моделей [4—5]:

$$\rho_{\text{см}} = \omega F(\rho_2, \rho_1, v_1) + (1 - \omega) F(\rho_1, \rho_2, v_2); \quad (1)$$

$$\rho_{\text{см}} = F(\rho_2, \rho_1, v_1)^\omega F(\rho_1, \rho_2, v_2)^{1-\omega}. \quad (2)$$

Рассмотрим три случая:

$$\omega = \text{const}; \quad (3)$$

$$\omega(v_1) = v_2^N / (v_1^N + v_2^N); \quad (4)$$

$$\omega(v_1) = 1 - v_1^N, \quad (5)$$

где $\rho_{\text{см}}$, ρ_1 , ρ_2 — удельные сопротивления соответственно смеси, первого и второго компонентов; v_1 , $v_2 = 1 - v_1$ — их объемные доли; ω — весовая функция, учитывающая способность компонентов смеси образовывать матрицу и включения; F —

The mathematical models of binary mechanical mixtures are considered. On example of oxide composition $\text{Ni}_2\text{O}_3\text{—La}_2\text{O}_3$ and NiO—MgO the analysis of application a different models is executed. It is determined, that best coincidence between calculating and experimental data can be received with corrected equalization of statistic mixtures of Odelevsky. The received equalizations can be used for predication of properties of thermoresistive materials.

удельное сопротивление, рассчитанное по той или иной модели матричной смеси; N — параметр.

В 1951 г. В.И. Оделева была предложена формула (6), где матричная среда и включения учитываются в равной степени, что вступает в противоречие с физическим представлением о структуре материала, но иногда дает хорошее совпадение с экспериментальными данными:

$$1/\rho_{\text{см}} = \sigma_a [1 + \sqrt{1 + 1/(2\rho_1\rho_2\sigma_a^2)}], \quad (6)$$

$$\text{где } \sigma_a = \frac{(3v_1 - 1)/\rho_1 + (3v_2 - 1)/\rho_2}{4}.$$

Выражение σ_a в формуле (6) можно представить в виде

$$\sigma_a = \frac{\omega(3v_1 - 1)/\rho_1 + (1 - \omega)(3v_2 - 1)/\rho_2}{2}. \quad (7)$$

Настоящая статья посвящена анализу применимости различных моделей при описании зависимостей удельного сопротивления от состава оксидных композиций $\text{Ni}_2\text{O}_3\text{—La}_2\text{O}_3$ и NiO—MgO , которые перспективны в качестве легирующих добавок в производстве терморезисторов.

На рис. 1 и 2 приведены экспериментальные зависимости удельного сопротивления этих композиций от состава. Из особенностей полученных данных следует отметить значительное (до 9 порядков) изменение значений $\rho_{\text{см}}$. По этим данным была проведена проверка применимости различных моделей.

В таблице приведены суммы квадратов отклонений натуральных логарифмов расчетных и экспериментальных удельных сопротивлений, подсчитанных для различных формул усреднения (1)—(5), определяющих погрешность аппроксимаций.

Для системы $\text{Ni}_2\text{O}_3\text{—La}_2\text{O}_3$ из всех использованных для расчета моделей только формула (6) дает зависимость, подобную экспериментальной кривой во всем интервале составов. Подбором па-

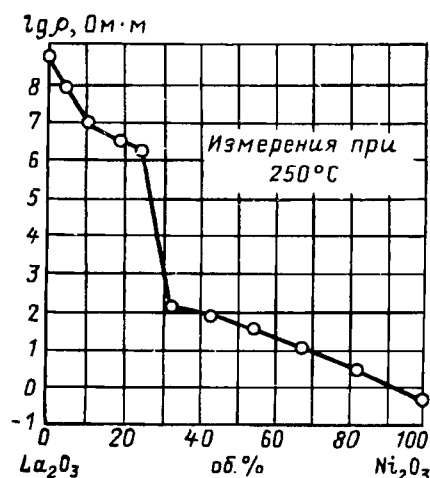


Рис. 1. Зависимости состав—электрическое сопротивление системы $\text{La}_2\text{O}_3\text{—Ni}_2\text{O}_3$

раметра ω в формуле (7) можно улучшить совпадение расчетных и экспериментальных данных. Оптимальным оказалось значение $\omega = 0,018$. Это значение указывает на значительное отклонение реальной структуры смеси от симметричной взаимноматричной структуры. Формула (7) при $\omega = 0,018$ также дает хорошее совпадение с экспериментальными зависимостями для системы $\text{Co}_3\text{O}_4\text{—La}_2\text{O}_3$. Эту формулу можно рекомендовать и для расчета зависимостей состав — удельное сопротивление композиций Ni_2O_3 , NiO , Co_3O_4 , $\text{CoO—La}_2\text{O}_3$.

Из вида экспериментальных зависимостей удельного сопротивления от состава композиций NiO—MgO можно предположить, что эти композиции имеют структуру статистических смесей. Это подтверждается и результатами расчета. Наилучшее совпадение расчетных и экспериментальных данных дает обобщенное уравнение

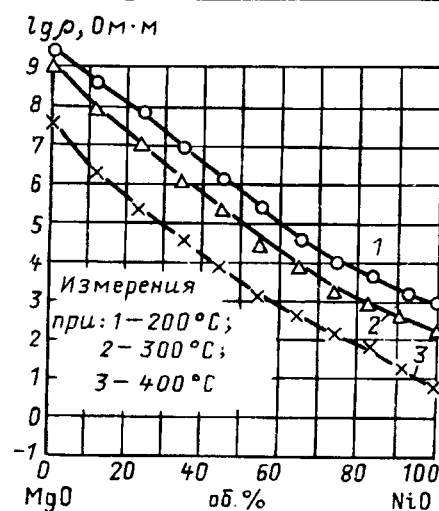


Рис. 2. Зависимости состав—электрическое сопротивление системы MgO—NiO . Измерения проводились при 200°C (1), 300°C (2) и 400°C (3)

статистических смесей при $N = 0,0475$. По этой же формуле получены наилучшие результаты расчета для оксидных композиций $\text{PbO—GeO}_2|\text{TiO}_2|$, $\text{GeO}_2\text{—WO}_3$, $\text{LiTiO}_3\text{—CaTiO}_3$, $\text{LiTaO}_3\text{—MgF}_2\text{—CaTiO}_3$. При этом значение N находится в интервале от 0 до 0,1.

Как видно из таблицы, применение различных моделей расчета ρ смеси и способов осреднения дает суммы квадратов разностей логарифмов расчетных и экспериментальных значений ρ , отличающихся более чем на порядок.

Модели были использованы для прогнозирования характеристик готовых терморезисторов по промежуточным экспресс-измерениям удельного сопротивления шихты после первой термообработки, что позволило повысить выход готовых изделий.

Формула	Суммы квадратов отклонений логарифмов расчетных и экспериментальных удельных сопротивлений систем											
	$\text{Ni}_2\text{O}_3\text{—La}_2\text{O}_3$						NiO—MgO					
	Формула усреднения						Формула усреднения					
	(1) и (3)	(1) и (4)	(1) и (5)	(2) и (3)	(2) и (4)	(2) и (5)	(1) и (3)	(1) и (4)	(1) и (5)	(2) и (3)	(2) и (4)	(2) и (5)
$1 - v_1 = \frac{\rho_{\text{см}} - \rho_1}{\rho_2 - \rho_1} \left(\frac{\rho_2}{\rho_{\text{см}}} \right)^{2/3}$	5,28	5,31	7,14	3,70	4,63	2,23	2,13	2,60	3,80	0,78	1,46	0,22
$\frac{\rho_2 - \rho_{\text{см}}}{\rho_2 + \rho_{\text{см}}} = v_1 \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}$	5,93	5,74	7,48	4,07	5,37	2,37	3,15	3,18	4,10	1,20	2,28	0,22
$1/\rho_{\text{см}} = 1/\rho_2 \left[1 + \frac{3v_1}{(1/\rho_1 + 2/\rho_2)/(1/\rho_1 - 1/\rho_2) - v_1} \right]$	5,83	5,73	7,34	3,90	5,24	2,33	3,06	3,19	4,00	1,02	2,19	0,20
(6)	3,19						3,73					
(7)	1,03 при $\omega = 0,018$						1,61					
$1/\rho_{\text{см}}^N = v_1/\rho_1^N + v_2/\rho_2^N$	2,07						0,19 при $N = 0,0475$					

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Maxwell J.C. Treatise on electricity and magnetism, 1873, vol. 1,2.
2. Негушил А.В. Модели гетерогенных сред.— Электричество, 1975, № 10.
3. Столбовой Л.Н., Шарле Д.Л. Анализ формул расчета диэлектрической проницаемости пенополиэтиленовой изоляции.— Тр. ВНИИКИ, 1984, т. 17.
4. Негушил А.В. Дискуссия по докладам И.В.Жиленкова и др.— Физика диэлектриков.— Тр. Всесоюзной конференции, 1958.— М.: Изд-во АН СССР, 1960.
5. Ермуратский П.В., Тареев Б.М. Взаимноматричные модели неоднородных структур.— Электричество, 1990, № 8.
6. Оделевский В.И. Расчет обобщенной проводимости гетерогенных систем.— ЖТФ, 1951, т. 21, вып. 6.

[27.02.91]

А в т о р ы: **Фролов Александр Владимирович** окончил в 1986 г. факультет химии и технологии редких элементов и материалов электронной техники Московского института тонкой химической технологии (МИТХТ). В 1991 г. в МИТХТ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование

распада соединений и твердых растворов оксидов ЗД-переходных металлов с целью совершенствования технологии термочувствительных материалов». Старший преподаватель Рыбинского авиационно-технологического института.

Цыганков Владимир Николаевич в 1970 г. окончил факультет химии и технологии редких элементов и материалов электронной техники МИТХТ. В 1973 г. в МИТХТ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование распада твердого раствора меди в германии в присутствии донорных и акцепторных примесей». Доцент кафедры общей химической технологии МИТХТ.

Ермуратский Петр Васильевич окончил в 1963 г. факультет автоматики и вычислительной техники Московского энергетического института. В 1970 г. в Московском энергетическом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме «Планирование эксперимента в задачах оптимизации». Заведующий кафедрой электротехники, электроники и микропроцессорной техники МИТХТ.

Зависимость $B(H)$ при статическом перемагничивании ферромагнетиков

ЕРШОВ Р.Е.

На основе некоторых предположений о характере упорядочивания и разупорядочивания ферромагнетика при перемагничивании получены зависимости $B(H)$ по кривой намагничивания, совпадающей с известной формулой Фрелиха, и по статической петле гистерезиса. Методом спрямления показана тесная связь предложенного выражения для $B(H)$, найденного по петле гистерезиса, с опытными данными. Анализ выражения для $B(H)$ показывает, что в вершине петли гистерезиса и на наиболее крутой ее части дифференциальная магнитная проницаемость изменяется скачкообразно, что подтверждает опыт. Найдены соотношения между параметрами формул Сэнфорда и Фрелиха, а также между индукцией насыщения и максимальными значениями остаточной индукции и коэрцитивной силы, согласующиеся с литературными данными.

Для описания работы индукционных устройств (трансформаторы, дроссели и т. д.), работающих на частотах, обеспечивающих однородное намагничивание сердечника или его частей (пластина, микропровод), необходимо знать связь между током в первичной обмотке, определяющим поле H в сердечнике, и вызванной им магнитной ин-

Dependences $B(H)$ for curve magnetization (according to wellknown Frölich's formulae) and hysteresis loop are received by some suppositions on the nature of regulating and disregulating of ferromagnetic during alternating magnetization. The close connection of the suggested expression for $B(H)$ with experiment is showed by the method of straightening. The analysis of the expression for $B(H)$ showed that differential magnetic permeability in apex of hysteresis loop and in the most slope part of loop changes suddenly. Correlations of parameters of Frölich's and Sanford's formulae and saturation magnetization and maximal values of remanent magnetization and coercitive force are obtained. These correlations accord with literary data.

дукцией $B=H+4\pi J$ (J — намагниченность), от изменения которой зависит выходное напряжение. Другими словами, надо знать зависимость $J(H)$ при статическом перемагничивании ферромагнетиков.

В [1] приведен обзор аналитических выражений, применяемых для описания этой зависимости. Все

эти выражения выбираются из соображений правильного описания реальной зависимости $J(H)$, т. е. из соображений математического моделирования, а также достижения наибольшего удобства при расчетах [2]. Правильность сделанного выбора обычно проверяется по совпадению графика выбранной функции (при соответствующем подборе ее параметров) и экспериментальной зависимости $J(H)$, заданной графически [3]. Но ни для одной из функций, приведенных в обзоре [1], не дается физического обоснования.

Цель данной работы — получить зависимость $J(H)$ при некоторых исходных предположениях о характере упорядочивания и разупорядочивания магнитных моментов ферромагнетика во время его статического перемангничивания, а также выяснить методом спрямления тесноту связи полученного выражения $J(H)$ с экспериментальными данными.

Исходные предположения. 1. При перемангничивании ферромагнетика переменным полем происходит периодическое изменение упорядочивания его магнитных моментов, магнитного порядка. Для описания зависимости магнитного порядка от температуры T обычно используют [4] параметр порядка $J_s(T)/J_s(0)$, где J_s — намагниченность насыщения. Для зависимости магнитного порядка от поля H (при постоянной температуре) можно использовать аналогичный параметр $J(H)/J(\infty) = J/J_s$; соответственно $1 - J/J_s$ можно назвать параметром беспорядка. Чем больше параметр беспорядка, чем «рыхлее» ферромагнетик, тем легче провести его упорядочивание внешним полем H , тем быстрее с полем растет параметр порядка J/J_s , тем больше производная $\frac{d}{dH}(J/J_s)$. Сделаем предположение, что скорость роста параметра порядка с полем пропорциональна квадрату параметра беспорядка; квадратичная зависимость взята из соображений четности эффекта упорядочивания: одновременно с изменением знака J меняется и знак J_s , и параметр порядка остается неизменным.

Итак

$$\frac{1}{J_s} \frac{dJ}{dH} = k(1 - J/J_s)^2. \quad (1)$$

Поскольку магнитные процессы при намагничивании ферромагнетика и его перемангничивании различны, постоянная k будет иметь разное значение для этих двух случаев: $k_{\text{крив}}$ в первом случае и $k_{\text{ист}}$ во втором.

2. При перемангничивании ферромагнетика переменным полем происходит периодическое создание и разрушение магнитного порядка. При разрушении магнитного порядка магнитная энергия переходит в тепло и теряется (потери на ги-

стерезис), т. е. перемангничивание ферромагнетика является диссипативным процессом, и поэтому график соответствующей ему зависимости $J(H)$ будет иметь вид петли, петли гистерезиса. В силу четности магнитных эффектов эта петля должна быть симметричной относительно начала координат, а в силу непрерывности намагничивания — замкнутой. Эти свойства петли гистерезиса приводят к следующим характерным особенностям зависимости $J(H)$ при статическом перемангничивании:

а) намагниченность J обращается в нуль при двух значениях поля, равных по величине, но противоположных по знаку; это поле называется коэрцитивной силой H_c :

$$J(\pm H_c) = 0; \quad (2)$$

б) при максимальном значении поля H_m (амплитуда поля) значения J по верхней (нисходящей) и нижней (восходящей) ветвям петли гистерезиса должны быть одинаковыми и равными J_m :

$$J_{\downarrow}(H_m) = J_{\uparrow}(H_m) = J_m(H_m). \quad (3)$$

Точка с координатами H_m, J_m называется вершиной петли гистерезиса. Совокупность таких точек при разных значениях H_m образует кривую коммутирования, которая по определению [5, с. 14, 15] совпадает с основной кривой намагничивания.

Кривая намагничивания. Формула (1) является дифференциальным уравнением для зависимости $J(H)$. Из нее вытекает, что

$$\frac{dJ}{(J_s - J)^2} = \frac{k}{J_s} dH$$

или

$$\frac{1}{J_s - J} = \frac{k}{J_s} H + C, \quad (4)$$

где C — некоторая постоянная, определяемая величиной H при $J=0$.

В случае кривой намагничивания $J=0$ при $H=0$ (размагниченное состояние). Тогда $C = \frac{1}{J_s}$ и

$$\frac{1}{J_s - J} = \frac{k_{\text{крив}}}{J_s} H + \frac{1}{J_s};$$

$$J = J_s - \frac{1}{\frac{1}{J_s} + \frac{k_{\text{крив}}}{J_s} H} = \frac{H}{\frac{1}{k_{\text{крив}} J_s} + \frac{H}{J_s}}.$$

Для зависимости $B(H)$ имеем:

$$B = H + 4\pi J = \frac{H}{\frac{1}{k_{\text{крив}} 4\pi J_s} + \frac{H}{4\pi J_s}} + H = \frac{H}{a_{\text{крив}} + bH} + H. \quad (5)$$

Полученное выражение совпадает с известной

[6, с. 388, 389] формулой Фрелиха—Коннели, справедливой, как показывает опыт, при $H > H_{\mu \max}$, где $H_{\mu \max}$ — поле максимума обычной проницаемости. В слабых и средних полях второе слагаемое в формуле (5) обычно опускается. Параметры формулы Фрелиха $a_{\text{крив}} = 1/k_{\text{крив}} B_s$ ($B_s = 4\pi J_s$ — индукция насыщения) и $b = 1/B_s$. В случае кривой коммутирования в формуле (5) надо заменить H на H_m и B на $B_M = H_m + 4\pi J_m$:

$$B_m = \frac{H_m}{a_{\text{крив}} + bH_m} + H_m. \quad (5a)$$

Согласно сказанному выше формула (5a) справедлива лишь при $H_m > H_{\mu \max}$.

Петля гистерезиса. Выражение (4) справедливо также и для петли гистерезиса, но с заменой $k_{\text{крив}}$ на $k_{\text{гист}}$. Постоянная C определяется из условия (2), согласно которому

$$C = \frac{1}{J_s} + \frac{k_{\text{гист}}}{J_s} H_c.$$

Тогда

$$J = J_s - \frac{1}{\frac{1}{J_s} + \frac{k_{\text{гист}}}{J_s} (H \mp H_c)} = \frac{H \mp H_c}{\frac{1}{k_{\text{гист}} J_s} + \frac{H \mp H_c}{J_s}}.$$

Для зависимости $B(H)$ имеем

$$B - H = 4\pi J = \frac{H \mp H_c}{\frac{1}{k_{\text{гист}} B_s} + \frac{1}{B_s} (H \mp H_c)} = \frac{H \mp H_c}{a_{\text{гист}} + b (H \mp H_c)}.$$

Знак плюс относится к нисходящей ветви, знак минус — к восходящей. Полученное выражение справедливо лишь при $B > 0$, т. е. для верхних половин восходящей и нисходящей ветвей. Для построения петли при $B < 0$ нужно использовать симметрию петли гистерезиса относительно начала координат.

Для определения $a_{\text{гист}}$ воспользуемся условием (3) и формулой (5a):

$$B_{m \downarrow \uparrow} - H_m = 4\pi J_{\downarrow \uparrow} (H_m) = \frac{H_m \mp H_c}{a_{\text{гист}} + b (H_m \mp H_c)} =$$

$$4\pi J_m (H_m) = B_m - H_m = \frac{H_m}{a_{\text{крив}} + b H_m}.$$

Отсюда

$$a_{\text{гист}} = a_{\text{крив}} \left(1 \mp \frac{H_c}{H_m} \right). \quad (6)$$

Окончательно имеем

$$B - H = \frac{H \mp H_c}{a_{\text{крив}} \left(1 \mp \frac{H_c}{H_m} \right) + b (H \mp H_c)}. \quad (7)$$

Формула (7) справедлива там, где имеет место соотношение (5a), т. е. при $H_m > H_{\mu \max}$. Обычно [5, с. 16] $H_{\mu \max} = (1,2 \div 1,4) H_{cm}$, где H_{cm} — коэр-

цитивная сила по предельной петле гистерезиса. Параметр $a_{\text{гист}}$ по петле гистерезиса отличается от параметра $a_{\text{крив}}$ по кривой намагничивания тем сильнее, чем больше отношение H_c/H_m , т. е. чем меньше H_m . Для предельной петли гистерезиса $H_m = \infty$ при конечной коэрцитивной силе и $a_{\text{гист}} = a_{\text{крив}}$.

Скачки дифференциальной проницаемости μ_d по петле гистерезиса.

Из формулы (7) следует, что

$$\mu_d - 1 = \frac{d(B-H)}{dH} = \frac{a_{\text{гист}}}{[a_{\text{гист}} + b (H \mp H_c)]^2}.$$

В вершине петли гистерезиса $H = H_m$ и

$$\mu_d - 1 \Big|_{H=H_m} = \frac{a_{\text{гист}}}{[a_{\text{гист}} + b (H_m \mp H_c)]^2}.$$

Воспользовавшись формулой (6), получим

$$\mu_d - 1 \Big|_{H=H_m} = \frac{a_{\text{крив}}}{(a_{\text{крив}} + bH_m)^2} \left(1 \mp \frac{H_c}{H_m} \right).$$

Таким образом, значение μ_d при переходе с восходящей на нисходящую ветвь в вершине петли гистерезиса скачкообразно изменяется на величину $\Delta \mu_d$:

$$\Delta \mu_d \Big|_{H=H_m} = \frac{2 \frac{H_c}{H_m}}{1 - \left(\frac{H_c}{H_m} \right)^2} \frac{a_{\text{крив}}}{(a_{\text{крив}} + bH_m)^2}. \quad (8)$$

Так как всегда $H_c < H_m$, то $\Delta \mu_d > 0$. При $H = \pm H_c$

$$\mu_d - 1 \Big|_{H=H_c} = \frac{1}{a_{\text{гист}}} = \frac{1}{a_{\text{крив}}} \frac{1}{1 - \frac{H_c}{H_m}} \quad (\text{по восходящей ветви});$$

$$\mu_d - 1 \Big|_{H=-H_c} = \frac{1}{a_{\text{гист}}} = \frac{1}{a_{\text{крив}}} \frac{1}{1 + \frac{H_c}{H_m}} \quad (\text{по нисходящей ветви}).$$

Полученные выражения для μ_d соответствуют разным точкам петли гистерезиса. В силу симметрии петли гистерезиса относительно начала координат ее наклон в третьем квадранте при $H = -H_c$ должен соответствовать наклону в первом квадранте при $H = +H_c$, т. е. быть равным (рис. 1) $\frac{1}{a_{\text{крив}}} \frac{1}{1 - \frac{H_c}{H_m}}$. Это означает, что при $H = -H_c$ (а также при $H = H_c$) на наиболее крутой части петли гистерезиса μ_d терпит скачок, равный

$$\Delta \mu_d \Big|_{H=H_c} = \frac{1}{a_{\text{крив}}} \frac{2 \frac{H_c}{H_m}}{1 - (H_c/H_m)^2}. \quad (9)$$

Дифференцирование выражений (8) и (9) по-

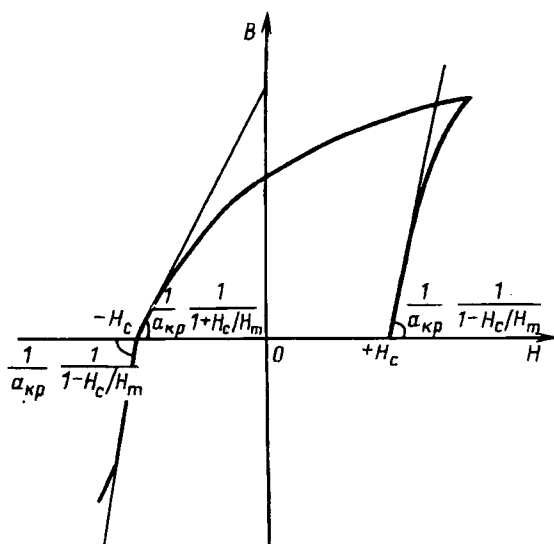


Рис. 1. К выводу формулы (8)

казывает, что при $H=H_m$ и при $H=\pm H_0$ $d\mu_d/dH_m < 0$, т. е. $\Delta\mu_d$ с ростом H_m уменьшается и на предельной петле $\Delta\mu_d=0$.

Из формул (8) и (9) можно найти соотношение скачков μ_d в вершине петли гистерезиса и на наиболее крутой ее части:

$$\frac{\Delta\mu_d|_{H=H_m}}{\Delta\mu_d|_{H=H_c}} = \frac{a_{\text{крив}}^2}{(a_{\text{крив}} + bH_m)^2} = \frac{1}{(1 + \frac{b}{a_{\text{крив}}} H_m)^2}. \quad (10)$$

Скачок μ_d в вершине петли гистерезиса тем меньше скачка μ_d на наиболее крутой ее части, чем больше H_m .

Ранее было показано [7], что зависимость μ_d по кривой намагничивания имеет два разрыва в точке максимума μ_d (т. е. на наиболее крутой части кривой намагничивания) и в точке максимума μ (колесо кривой намагничивания). Приведенные выше рассуждения показывают, что и на петле гистерезиса μ_d имеет два скачка в тех же местах.

Соотношение постоянных в формулах Сэнфорда и Фрелиха и величина B_{rm}/B_s . Согласно экспериментальным исследованиям Сэнфорда [6, с. 401] величины H_c и B_r по частным циклам, соответствующим полю H_m , равны:

$H_c = \frac{H_m}{c + H_m/H_{cm}}$ — первая формула Сэнфорда (c — некоторая постоянная);

$B_r = \frac{H_m}{d + H_m/B_{rm}}$ — вторая формула Сэнфорда (d — некоторая постоянная),

где H_{cm} и $B_{rm} = 4\pi J_{rm}$ — коэрцитивная сила и остаточная индукция по предельной петле гистерезиса.

Определим соотношение постоянных d и c и ранее введенной постоянной $a_{\text{крив}}$.

Из формулы (7) при $H=0$ имеем

$$B_r = \frac{H_c}{a_{\text{крив}} \left(1 + \frac{H_c}{H_m} \right) + bH_c}.$$

При H_c взят только знак плюс, так как при $B>0$ ось y пересекает лишь нисходящая ветвь петли гистерезиса. Воспользовавшись первой формулой Сэнфорда, получим

$$\begin{aligned} B_r &= \frac{H_m / (c + \frac{H_m}{H_{cm}})}{a_{\text{крив}} \left[1 + 1 / (c + \frac{H_m}{H_{cm}}) \right] + bH_m / (c + \frac{H_m}{H_{cm}})} = \\ &= \frac{H_m}{a_{\text{крив}} (c + 1 + H_m/H_{cm}) + bH_m} = \frac{H_m}{a_{\text{крив}} (c+1) + \frac{H_m}{1/(b + \frac{a_{\text{крив}}}{H_{cm}})}}. \end{aligned}$$

Сравнивая последнее выражение со второй формулой Сэнфорда, имеем

$$d = a_{\text{крив}} (c + 1) \quad (11)$$

и

$$B_{rm} = \frac{1}{b + \frac{a_{\text{крив}}}{H_{cm}}}; \quad \frac{B_s}{B_{rm}} = 1 + \frac{a_{\text{крив}} B_s}{H_{cm}}. \quad (12)$$

Для проверки формулы (11) на опыте определяют из частных циклов, соответствующих полю H_m , значения B_m , B_r и H_c и строят графики зависимостей $H_m/B_r(H_m)$, $H_m/B_m(H_m)$ и $H_m/H_c(H_m)$, которые будут прямыми линиями, отсекающими от оси y отрезки, равные d , $a_{\text{крив}}$ и c . Для проверки же соотношения (12) определяют по предельной петле гистерезиса B_{rm} и H_{cm} , а по обратной величине наклона прямой $H_m/B_m(H_m)$ — величину B_s .

Сравнение полученных соотношений с экспериментом. С экспериментальными данными сравнивались основное соотношение (7), а также формулы (11) и (12). Соотношение (9) для $\Delta\mu_d|_{H=H_c}$ проверялось лишь качественно. Существование скачка μ_d в вершине петли гистерезиса, определяемого соотношением (8), сомнений не вызывает, так как для любого частного цикла нисходящая и восходящая ветви «стыкуются» в вершине петли под острым углом.

Как указывалось выше, справедливость принятого соотношения для $B(H)$ обычно проверяется путем сравнения графика этой зависимости с экспериментальной петлей гистерезиса, причем параметры зависимости $B(H)$ выбираются из той же петли, что не вполне корректно. Сравнение рас-

четного и экспериментального графиков позволяет лишь выяснить, на каких участках петли гистерезиса принятая зависимость совпадает с экспериментальной, а где и насколько от нее отклоняется [3], но не дает представления о тесноте связи расчета и опыта. К тому же точность такой проверки невелика из-за неизбежных ошибок построения.

В настоящей статье проверка формулы (7) проводилась методом спрямления [8], который позволяет не задаваться заранее параметрами зависимости $B(H)$, а в его количественном варианте — дает возможность выяснить тесноту связи принятой зависимости с экспериментом. Метод спрямления состоит в определении из вида зависимости $B(H)$ такого способа преобразования экспериментальных значений B и H , после которого связь между преобразованными величинами становится линейной. Коэффициент линейной корреляции между преобразованными величинами дает тесноту связи между зависимостью $B(H)$ и экспериментом. Из соотношения (7) вытекает, что

$$\frac{H \mp H_c}{B-H} = a_{\text{крив}} \left(1 \mp \frac{H_c}{H_m} \right) + b (H \mp H_c), \quad (13)$$

т. е. в случае справедливости формулы (7) экспериментальное значение $H \mp H_c$ (знак минус — в случае использования восходящей полуветви экспериментальной петли гистерезиса, знак плюс — в случае использования нисходящей полуветви), деленное на экспериментальное же значение $B-H$ будет линейной функцией от $H \mp H_c$. Причем прямые линии, полученные при использовании нисходящей и восходящей полуветвей, должны быть параллельными. Геометрическое построение таких прямых линий (спрямление петли гистерезиса) поясняется рис. 2. Через точки $\mp H_c$ проводятся вертикальные линии EA и $E'A'$, а через вершину петли гистерезиса — горизонтальная линия AA' . Выбранные точки нисходящей полуветви

(1, 2, 3 и т. д.) соединяются с точкой ϵ , а восходящей (1', 2', 3' и т. д.) — с точкой ϵ' , и проведенные прямые продолжают до пересечения с прямой AA' в точках B, C, D и т. д. (или же в точках B', C', D' и т. д.). Отрезки AB, AC, AD и т. д. (для нисходящей полуветви) или же отрезки $A'B', A'C', A'D'$ и т. д. (для восходящей) с точностью до множителя $B_m - H_m$ будут равны котангенсам углов BEO, CEO, DEO и т. д. или углов $B'E'O', C'E'O', D'E'O'$ и т. д. Сами же котангенсы равны $(H+H_c)/(B-H)$ для точек 1, 2, 3 и т. д. нисходящей полуветви или же $(H-H_c)/(B-H)$ для точек 1', 2', 3' и т. д. — восходящей. Так как $B_m - H_m$ является для данной петли постоянной величиной, то согласно соотношению (13) отрезки AB, AC, AD и т. д. должны находиться в линейной зависимости от $H+H_c$ (H — абсциссы точек 1, 2, 3 и т. д.), а отрезки $A'B', A'C', A'D'$ и т. д. — в линейной зависимости от $H-H_c$ (H — абсциссы точек 1', 2', 3' и т. д.). Для проверки этого отрезки AB, AC, AD и т. д. и $A'B', A'C', A'D'$ и т. д. откладываются вверх от оси x на вертикальных линиях, проходящих через точки 1, 2, 3, и т. д. и 1', 2', 3' и т. д. Полученные таким образом точки должны располагаться на двух параллельных прямых линиях. На рис. 3 представлены результаты такого построения петель гистерезиса, взятых из [3].

Несмотря на большое различие магнитных свойств для всех петель построение дает точки, располагающиеся на двух параллельных прямых

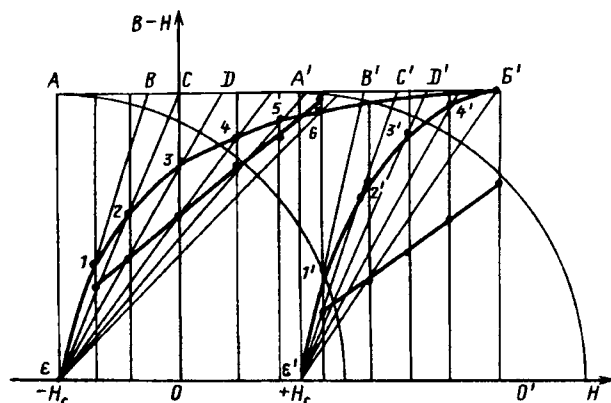


Рис. 2. Порядок спрямления по формуле (7) нисходящей и восходящей полуветвей петли гистерезиса

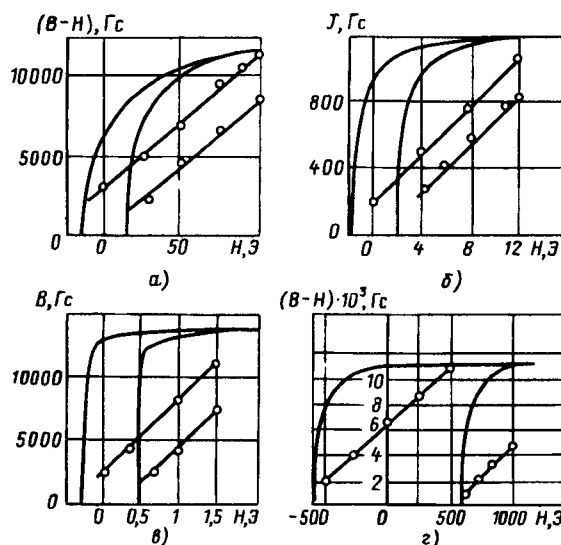


Рис. 3. Результаты спрямления по формуле (7) петель гистерезиса для: а — катаного пермаллоя 45; б — мягкого железа; в — текстурованного пермаллоя (сплав 50 НП толщиной 0,1 мм); г — сплава альинко, прошедшего термомагнитную обработку в продольном поле при температуре 600°C (верхние прямые получены при спрямлении нисходящей полуветви, нижние — восходящей)

линиях. Данный метод может быть использован для проверки на соответствие формуле (7) петель гистерезиса, полученных на экране осциллографа.

Однако изложенный метод неточен в силу неизбежных ошибок построения, а также ввиду невозможности определить «прямолинейность» полученных линий, характеризующую тесноту связи формулы (7) и экспериментальных данных. Подобная теснота связи может быть определена в количественном варианте метода спрямления при использовании табличного задания петли гистерезиса. В этом случае величины $(H \mp H_c)/(B-H)$ и $H \mp H_c$ могут быть просто рассчитаны на основе имеющихся данных о H_c , B и H , и известными статистическими методами [9] могут быть определены параметры линии регрессии, равные согласно (13) $a_{\text{крив}}(1 \mp H_c/H_m)$ и b , и коэффициент линейной корреляции r , указывающий на близость экспериментальных точек к прямой линии, на ее «прямолинейность», на тесноту связи формулы (7) и экспериментальных данных. К сожалению, необходимое для указанного анализа табличное задание петли гистерезиса можно найти лишь в очень небольшом числе работ. В частности, в [10] приведены таблицы предельных петель гистерезиса для различных марок железа, углеродистой и кремнистой сталей при разных термообработках. Результаты статистической обработки данных работы [10] приведены в таблице. В первой колонке этой таблицы указаны характер и химический состав материала, во второй — вид его термообработки, в третьей — коэрцитивная сила. В четвертой, пятой и шестой колонках приведены результаты статистической обработки табличных данных на микроЭВМ ДЗ-28: коэффициент линейной корреляции r и обратные значения коэффициентов линии регрессии $1/a_{\text{крив}}$ (для предельной петли $1/a_{\text{крив}} = \mu_d|_{H=H_c}$) и $1/b$, причем взято среднее по обеим полуветвям. Для сравнения коэффициентов линии регрессии с эксперименталь-

ными данными в седьмой и восьмой колонках приведены полученные из таблиц работы [10] значения величин $\frac{\Delta B}{\Delta H}|_{H=H_c} \approx \mu_d|_{H=H_c}$ и $B_m - H_m$. Ана-

лиз таблицы показывает, что для всех рассмотренных материалов коэффициент r весьма близок к единице, отличаясь от нее на 0,05–0,38%, что находится в пределах ошибок опыта. Это говорит о тесной связи формулы (7) с экспериментальными данными работы [10]. Совпадение данных шестой и восьмой колонок хорошее, совпадение данных пятой и седьмой колонок хуже — очевидно, в силу приближенного равенства $\frac{\Delta B}{\Delta H}|_{H=H_c}$ величине

$$\mu_d|_{H=H_c}.$$

Перейдем к проверке формул (11) и (12). В литературе [6] значения $a_{\text{крив}}$, b и c приведены лишь для 4–79 пермаллоя:

$$a_{\text{крив}} = 0,075 \times 10^{-4} \text{ Э/Гс (с. 389);}$$

$$c = 0,3 \text{ (с. 401);}$$

$$d = 0,0975 \times 10^{-4} \text{ Э/Гс (обработка рис. 475, с. 400).}$$

$$\text{В соответствии с формулой (11) } 0,075 \times 10^{-4} \times 1,3 = 0,0975 \times 10^{-4}.$$

$$\text{Для того же материала [6, с. 389, 401] } B_s = 8700 \text{ Гс, } H_{cm} = 0,037 \text{ Э.}$$

По формуле (12)

$$\frac{B_s}{B_m} = 1 + \frac{0,075 \times 10^{-4} \times 8700}{0,037} = 2,76; \quad \frac{B_m}{B_s} = 0,36.$$

$$\text{Согласно [6, с. 402] для 4–79 пермаллоя } \frac{B_m}{B_s} = 0,45 - 0,65.$$

Качественная проверка соотношения (9) может быть проведена с помощью рис. 55 из работы [6] и рис. 2–18 из работы [11]. На этих рисунках приведены верхние половины частных циклов гистерезиса отожженного железа. Графическое определение наклона первых двух частных циклов к оси x в точках $H = \pm H_c$ показывает, что величина μ_d в этих точках будет разной.

№№ п/п	Материал и химический состав	Вид термообработки	H_c	r	$1/a_{\text{крив}}$	$1/b$	$\frac{\Delta B}{\Delta H} _{H=H_c}$	$B_m - H_m$
1	Электролитическое железо: 0,024% C	После первого отжига	0,37	0,9994	9770	19100	53000	19250
2	Электролитическое железо: 0,024% C	До отжига	2,8	0,9986	6560	19300	4350	19510
3	Чугун: 3,11% C; 3,27% Si	До отжига	11,4	0,9962	614	11960	591	11230
4	Сталь: 0,23% C; 0,18% Mn	Медленное охлаждение от 930° C	2,3	0,9999	5670	17940	10400	17900
5	Сталь: 1,78% C; 0,17% Mn	Медленное охлаждение от 930° C	12,5	0,9995	1825	15000	1155	14350
6	Сталь: 1,78% C; 0,17% Mn	Закалка от 850° C	62,2	0,9989	272	14270	246	12300
7	Кремнистая сталь: 3,71% Si; 0,31% Mn (лист 0,5 мм)	Отжиг в вакууме при 800° C и медленное охлаждение	0,83	0,9995	7420	17360	11830	17350

Выводы. 1. Получено дифференциальное уравнение для зависимости $J(H)$ в предположении, что при упорядочивании ферромагнетика внешним полем скорость изменения параметра магнитного порядка пропорциональна квадрату параметра магнитного беспорядка.

2. Решение этого уравнения при краевых условиях, соответствующих размагниченному состоянию, приводит к зависимости $B(H)$, совпадающей с известной формулой Фрелиха, а при краевых условиях, соответствующих смыканию ветвей петли гистерезиса в ее вершине и пересечению оси x в точках $H = \pm H_c$ — к зависимости $B(H)$ по петле гистерезиса.

3. Методом спрямления (как в графическом, так и в числовом вариантах) проведено сравнение полученной зависимости $B(H)$ с литературными данными, показавшее хорошее совпадение данных построения и расчета с экспериментальными. Коэффициент линейной корреляции при спрямлении числовым методом петель гистерезиса различных материалов отличается от единицы на 0,05–0,38%, что говорит о тесной связи предложенной зависимости и опыта.

4. Вытекающие из предложенного выражения для $B(H)$ скачки дифференциальной проницаемости на наиболее крутой части петли гистерезиса и в ее вершине наблюдаются в описанных в литературе опытах.

5. Сравнение зависимостей $B_r(H_m)$ и $H_c(H_m)$, найденных из предложенной формулы, с формулами Сэнфорда дает возможность найти соотношение между параметрами формул Сэнфорда и Фрелиха, совпадающее с литературными данными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Городецкий П.Г. Обзор аналитических выражений кривых намагничивания и гистерезисных петель.— Киев: Изд. КВИРТУ войск ПВО страны, 1956.
2. Пономарев Ю.Ф. Гармонический анализ намагниченности ферромагнетиков, перемагничиваемых переменным полем, с учетом магнитного гистерезиса. 1. Способ описания петель магнитного гистерезиса.— Дефектоскопия, 1985, № 6.
3. Зацепин Н.Н. Аналитическая функция, описывающая ход симметричной петли магнитного гистерезиса.— Изв. АН БССР. Сер. физ.-техн. наук, 1973, № 4.
4. Вонсовский С.В., Шур Я.С. Ферромагнетизм.— М.; Л.: Гостехтеориздат, 1948.
5. Кифер И.И., Пантюшин В.С. Испытания ферромагнитных материалов.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1955.
6. Бозорт Р. Ферромагнетизм.— М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1956.
7. Ершов Р.Е., Захаров Ю.В., Исхаков Р.С. Дифференциальная проницаемость двухфазных ферромагнетиков.— В сб.: «Аморфные прецизионные сплавы: технология, свойства, применение», Ростов Великий, 1991.
8. Бронштейн И.Ч., Семендяев К.А. Справочник по математике.— М.: Гостехтеориздат, 1956.
9. Шелест А.Е. Микрокалькуляторы в физике.— М.: Наука, 1988.
10. Магнитные измерения/ И.В.Антик, Е.И.Кондорский и др.—М.—Л.: Государственное объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, 1939.
11. Поливанов К.М. Ферромагнетики.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1957.

[05.08.92]

Автор: Ершов Радий Ефимович окончил в 1951 г. физический факультет Московского государственного университета. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Нелинейность магнитных свойств и ее применение к неразрушающему контролю стали, чугуна и тонких магнитных пленок» в Институте физики металлов Уральского отделения РАН (г. Екатеринбург). Зав. сектором специального конструкторско-технологического бюро «Наука» Сибирского отделения РАН (г. Красноярск).

О возможности появления третьей гармоники при включении ВЛ 750 кВ на холостой ход

ЛЕВИУШ А.И., КАТУНЯН В.И.

На математической модели показано*, что вторая гармоника при включении ВЛ на холостой ход в момент перехода фазного напряжения через нуль возникает за счет подмагничивания силового трансформатора напряжением, обусловленным апериодической составляющей тока реакторов. При этом максимум второй гармоники наблюдается, когда резонансная частота системы близка к 100 Гц.

На рис. 1,а приведена осциллограмма напряжений аварийного осциллографа на шинах 750 кВ при включении на холостой ход ВЛ ПС Североукраинская — Курская АЭС со стороны ПС Североукраинская (рис. 1,б). Сопротивление системы (x_c) со стороны ПС далеко от резонансных условий, и поэтому относительное содержание второй гармоники к первой невелико. По данным ОДУ Украины значение x_c , приведенное к напряжению

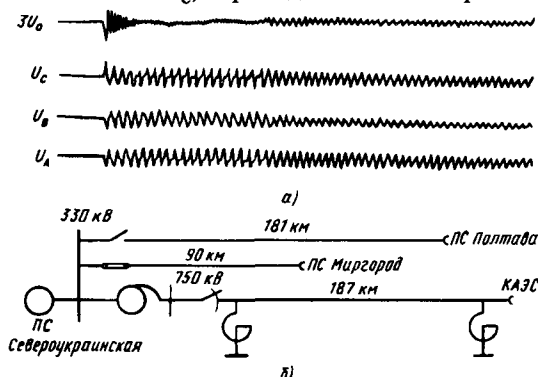


Рис. 1. Осциллограммы напряжений на ВЛ 750 кВ (Курская АЭС) при ее включении на холостой ход со стороны ПС Североукраинская (а) и схема сети (б)

750 кВ при включенной ВЛ 330 кВ Североукраинская — Миргород и отключенной ВЛ Североукраинская — Полтава, составляло приблизительно 300 Ом на шинах 330 кВ. Однако пики напряжений достигали уставки первой ступени защиты от повышения напряжения со стороны невключенного конца, что обусловило отключение ВЛ по каналу телеотключения через 0,4 с после ее включения.

При значениях x_c , близких к значениям, появляющимся в случаях, когда резонансной частотой системы является 150 Гц, возможно появление третьей гармоники при включении ВЛ 750 кВ на холостой ход. Так же как в случае второй гармоники, причиной возникновения третьей является несимметричное подмагничивание силового

трансформатора, т. е. одностороннее смещение по характеристике намагничивания, что при наличии резонансной системы на третьей гармонике вызывает ее появление.

Расчеты проводились по методике (см. сноску) применительно к ВЛ 750 кВ ПС Североукраинская — Курская АЭС длиной 187 км при различных значениях сопротивления системы x_c .

На рис. 2 приведены результаты расчета относительного содержания второй и третьей гармоник ($U_n/U_1, \%$) в зависимости от x_c через 1 с после включения ВЛ на холостой ход.

Как видно, всплеск третьей гармоники имеет место при $x_c \approx 100$ Ом, а второй — при $x_c \approx 420$ Ом. Следует отметить, что уровень третьей гармоники (около 60%) значительно ниже, чем второй, однако тоже может приводить к значительным перенапряжениям и работе защиты от повышения напряжения, имеющей уставку $1,45U_n$ с временем 0,15 с.

Таким образом, третья гармоника может возникать в сети 750 кВ, хотя она до сих пор не зафиксирована, ввиду того что не было условий резонанса третьей гармоники. Последнее связано с тем, что резонанс на третьей гармонике возможен при длине ВЛ 750 кВ порядка 100—200 км, что бывает сравнительно редко. При длине ВЛ до 300 км значение x_c весьма мало при резонансе на третьей гармонике (т. е. очень мощная система). Третья гармоника при этом незначительна, так как ветвь намагничивания автотрансформатора шунтируется малым x_c . Разработка мероприятий, позволяющих исключить возникновение второй и третьей гармоник в сети, а также уменьшить их влияние на работу защиты, представляет собой предмет отдельной работы.

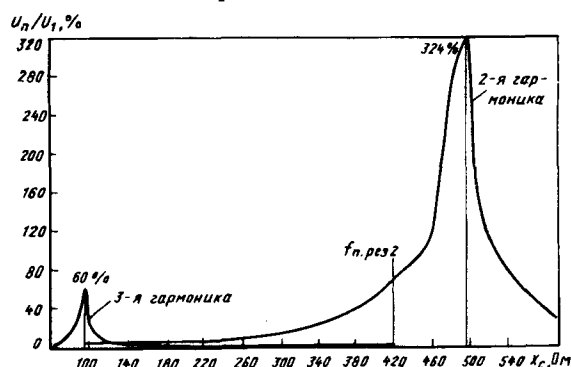


Рис. 2. Зависимость уровней второй и третьей гармоник на невключенном конце ВЛ 750 кВ (Курская АЭС) при ее включении на холостой ход со стороны ПС Североукраинская

* Катунян В.И., Левиуш А.И. Исследование на математической модели параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ. — «Электричество», 1990, № 1.

О слагаемых успеха

КАЗАКОВ О.И.

Опечатки, описки, ошибки... Иногда их не замечаешь, иногда они раздражают и утомляют, но всегда за ними скрываются либо халатное отношение к делу, либо лингвистические неувязки, либо неадекватные знания. Обсуждаемые ниже погрешности были замечены мной в основном случайно при чтении электротехнической литературы. В результате хочется сделать (возможно, банальный) вывод о том, что качество книги или статьи, определяемое степенью интеллектуального удовлетворения от ее прочтения, зависит от всех «слагаемых успеха»: наборщиков, редакторов, переводчиков и, разумеется, авторов.

Путаница с терминологией — обычное явление. Вероятнее всего — это следствие небрежности научных редакторов. Например, в книге [1] (под редакцией д-ра техн. наук Э.К. Стрельбицкого) на с. 5 в разделе «От редактора перевода», занимающем всего 24 строки, вместо слова «электротехника» указана «электроника». Разумеется, д-р техн. наук не может не знать, что это «две существенные разницы».

Когда математики занимаются переводами электротехнических работ, также могут возникать терминологические проблемы. В ставшей классической книге [2] (под редакцией Л.Т. Кузина и П.Г. Кузнецова) на с. 297 и 437 теорему Тевенина (т. е. метод эквивалентного генератора для схемы с источником ЭДС) переводчики назвали теоремой взаимности.

Одним из примеров, когда в бочке меда оказалась ложка дегтя, является книга [3] (редакция д-ра техн. наук, проф. В.Т. Горяинова). Великолепно написана, великолепно издана, но в приложении кто-то из переводчиков явно перусердствовал, когда операторы языка фортран перевел на русский язык (с. 358, 359, 361). Разумеется, такая программа не будет работать даже на отечественной вычислительной технике — самой русскоязычной технике в мире!

Как-то один из наших партийных руководителей изрек, мол — «экономика должна быть экономной». И вот с удивлением наткнулся в книге [4] на с. 41 «детектор детектирует, а выпрямитель выпрямляет...». Всегда восхищаюсь стилем и ясностью изложения работ Александра Александровича — великолепный образец для подражания (без всякой иронии!). Значит, справедливо древнее латинское изречение: «и Гомер иногда дремлет», что в переводе означает: «и на старуху бывает проруха».

Пожалуй, главный приз я бы присудил очень интересной по сути книге [5], имеющей наибольшее количество опечаток из тех книг, которые мне довелось прочитать в последнее время. Вероятнее всего, что редакторы в нужный момент все вышли из комнаты. В книге, помимо огромного количества опечаток (так и не смог заставить себя их сосчитать), вместо рис. 9.4 «Закороченный шлейф для подавления помехи на заданных частотах» на с. 119 продублирован рис. 10.12 «Метод установки заземляющей трубы» со с. 137, поэтому на рис. 9.4 вместо полуволнового шлейфа изображены водопроводная труба и садовый шланг. Поскольку «оригинал-макет (книги — О.К.) подготовлен на

персональном компьютере и распечатан на лазерном принтере в издательстве «Мир» (с. 400), то спешу поздравить издательский коллектив с внедрением новой технологии книгопечатания.

Иногда нечеткость в применении математических понятий встречается и в электротехнической литературе. Действительно, если вспомнить, что для термина «аппроксимация» смысловым эквивалентом является слово «приближение», то, по меньшей мере несколько странно звучат предложения: «Точная аппроксимация характеристики обычно приводит к сложным математическим соотношениям, что сильно затрудняет анализ. Поэтому на практике не стремятся к особо точной аппроксимации...» [6, с. 26]. По здравому смыслу «точная» или «особо точная» (?) аппроксимация есть не что иное как интерполяция. Задача интерполяции ставится таким образом, что интерполяционная функция должна проходить через заданные узловые точки [7, с. 675]. А задача аппроксимации сводится к определению таких коэффициентов аппроксимирующей функции (количество которых меньше количества узловых точек), что минимизируется некоторая целевая функция, значение которой характеризует точность аппроксимации [7, с. 683]. Поэтому с интерполяцией связана соответствующая задача решения системы уравнений, а с аппроксимацией — подходящая оптимизационная задача. Методы решения этих задач, очевидно, различны.

Конечно, авторы [6] могут привести и такую цитату из [8, с. 210—211]: «Существует два основных подхода к аппроксимации табличных данных кривыми. При одном из них требуется, чтобы аппроксимирующая кривая (возможно, кусочно-гладкая) проходила через все точки, заданные таблицей. Это удается сделать с помощью методов интерполяции, рассмотренных выше. При другом подходе данные аппроксимируют простой функцией, применяемой во всем диапазоне табличных данных, но не обязательно проходящих через все точки». Действительно, если под аппроксимацией понимать замену некоторой экспериментальной характеристики ее аналитическим (математическим) представлением, то интерполяция становится частным случаем аппроксимации.

Но (отвечу я) это значит, что несоответствие между обиходными понятиями и математическими постановками задач — интернациональная проблема.

В качестве самокритики (кто лучше автора знает о своих слабых местах?) приведу пример работы [9], где в начале статьи переопределяется понятие «нелинейный резистор». Далее под резистором понимается то, что в электротехнике принято называть «нелинейный элемент» (активный или пассивный). Тот, кто будет читать с начала, не заметит ничего странного. Но если листать слева направо (по-арабски), то можешь пребывать в недоумении, пока не дочитаешь до начала. Мораль: лучше никогда не переопределять понятия, а всегда придерживаться их общепринятых интерпретаций. Приходится только сожалеть, что многие привычные научные термины имеют весьма распылчатое трактование.

Все мы со школьной скамьи знаем как округ-

лять числа. К сожалению, со временем эти знания забываются. Например, в статье [10] (посвященной стандартизации) написано: $\sqrt{10} \approx 1,25$, вместо 1,26; число 1,25 также присутствует в таблице чисел «с округлением до второго знака после запятой» (с. 1). В статье [11, с. 71], приводится формула $[(5,5-5,159)/5,159]100\% = 6,606\%$, где левая часть по правилам арифметики и округления равна 6,610%. Только понимание того, что число 5,159 округлено, тогда как в расчете числа 6,606 использовалось не менее шести значащих цифр, ставит все на свои места. Приведу цитату из [12, с. 52]: «При паспортных значениях... отечественных вентилях величина μ изменяется в основном от 0,15 до 0,3, что соответствует изменению продолжительности τ от 0,005928603 до 0,005703327 с». Интересно, что означают эти семь значащих цифр расчетного времени (пусть даже отечественных вентилях!), когда паспортные параметры, приведенные в примере, имеют не более двух значащих цифр? (Напомню, что вопрос идет о том, чтобы приводимые в примерах цифры расчетных значений были действительно значащими).

Конечно, вышеизложенное не касается «очевидных» неравенств. Так, в работе [13, с. 59] дан расчет критической плотности тока, причем левая часть приближенного равенства имеет фактическое значение 0,014, а авторская правая часть — $1,5 \cdot 10^{14}$. Если это и приближение, то, ну, о-о-чень грубое.

Даже при просмотре легко замечаются типографские или авторские огрехи, но только при внимательном чтении можно выявить более серьезные логические или смысловые ляпы. В этом случае редакторы ни при чем — вся ответственность за содеянное целиком ложится на авторов.

Особенно плохо, когда такие «проколы» происходят в книгах, предназначенных для обучения студентов. Например, в учебном пособии [14, с. 54] находим следующее откровение: «Задача ДЭЦ (диагностики электрических цепей — О.К.) ставится на этапе эксплуатации технических устройств». Но задача диагностирования любого технического устройства должна ставиться еще на этапе его проектирования! Иначе как быть со встроеными средствами диагностирования? Ведь, к примеру, использование методов сканирования в цифровых интегральных схемах предполагает наличие специальных портов для тестирования и соответствующих затрат площади кристалла [15]. На этапе проектирования решаются и вопросы ремонтно-пригодности создаваемого технического устройства. А на этапе эксплуатации, точнее — ремонта, остается только чертыхаться, пытаясь добраться пробником тестера до нужного узла платы через лабиринт немислимых препятствий!

Есть еще и третий уровень ошибок. Но они тщательно завуалированы математической и философской демагогией. Эти ошибки — самая неблагоприятная тема для дискуссий и рецензирования, которые могут происходить в обстановке, приближенной к боевой. Нелегко нести на себе этот крест Дон Кихота.

Тем не менее, всегда находятся рыцари, встающие на защиту своей дамы сердца — научной истины. Так, в публикации [16] П.А. Бутырин возражает против математической эквилибристики, скрывающей за новыми символами старую «веру».

В статье [17] А.В. Нетушил бескомпромиссно вступает за «честь» А. Эйнштейна, К.Е. Поливанова и И.Е. Тамма. (Философы, возможно, содрогнулись, прочитав про «диэлектрическое единство различных подходов» [17, с. 41], как удивился появлению такого «единства» и сам автор статьи [17].) Наконец, даже из солнечной Болгарии пришло письмо от С.М. Дамянова [18]. Небезразлично, значит, и за рубежом то, что в России благодаря усилиям местных мыслителей закон Ампера может оказаться вне закона...

Однако замечу, что если Вы не хотите, чтобы Вашу книгу читали скептики, то пишите ее так, чтобы, несмотря на родной язык, ее вообще невозможно было читать. В частности, используйте побольше акронимов, расшифровывая их только где-то в тексте (без списка сокращений). Возьмем, скажем, книгу [19]. Уже во введении на с. 5—15 можно почувствовать на своих нервах всю «черную магию» околонуточной абракадабры: УА, ОУ, ЦБУ, АЛУ, ИМ, ФБ, УС, БУ, ФС, КК, БПУ, ОЗУ, ПЗУ, ЭУМ, ЛФБ, ОФБ, МУ, АСУ, ПУ, ПУУ, ТГ, МФБ, ОП, МА, МП, МПМ. И дальше — в том же духе.

Любят акронимы ученые. Вероятно потому, что с ними (акронимами) наука кажется еще более научной, а они (ученые) кажутся себе еще учение.

Впрочем, высокая удельная плотность акронимов (в пересчете на страницу) прежде всего высока в тех работах, где есть цифровая техника и микропроцессорные системы. Дело в том, что данные аббревиатуры используются и как обозначения элементов на структурных схемах. Так, в статье [20] насчитывается более 20 акронимов, причем часть из них очевидна любому, кто читает научно-техническую литературу (АЦП, ОЗУ, ПЗУ, ЦАП), а часть более специфична. Авторы [20] дважды расшифровывают акроним ПЗУ, но не расшифровывают акронимы ЦАП (объясняя тем не менее термин АЦП), ЗУ и ИР. Конечно, эта неразбериха никак не способствует успешной усвояемости предполагаемых в статье научных идей. Но и без всяких структурных схем акронимы активно внедряются на страницы книг и журналов, захватывая все новые области науки и техники и усиливая свое неоднозначное влияние. Так, в статье [21], помимо общеизвестных (ЛЭП, АЭС) и малоизвестных (ПУ, ЛУ, ЧЦУ...) акронимов, применяются, в частности, еще и сокращение ФОЛ, означающее «факт аварийного отключения» (с. 18).

Несомненно, было бы желательно хоть как-то упорядочить использование акронимов в научных публикациях. Но даже в журнале «Электричество» широко используемые электротехнические термины имеют разные сокращения: «эд.с.» и «ЭДС», «в.а.х.» и «ВАХ», «х.х.» и «ХХ», «к.з.» и «КЗ» и т. д. Вероятно, это дань плюрализму, толерантности и легитимности.

Если избегать света, то можно разучиться видеть. Давайте не будем бояться замечать темные места в наших научных изысканиях ради активного искоренения первых и улучшения вторых. И тогда кажущаяся отрицательная обратная связь читатель—автор станет для всех нас положительной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сабоннадьер Ж.-К., Кулон Ж.-Л. Метод конечных элементов и САПР.— М.: Мир, 1989.
2. Крон Г. Тензорный анализ сетей.— М.: Советское

радио, 1978.

3. Купер Дж., Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем.— М.: Мир, 1989.

4. Харкевич А.А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике.— М.: ГИТТЛ, 1956.

5. Карр Дж. Диагностика и ремонт аппаратуры радиосвязи и радиовещания.— М.: Мир, 1991.

6. Колосов С.П., Сидоров Ю.А. Нелинейные двухполюсники и четырехполюсники.— М.: Высшая школа, 1981.

7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров).— М.: Наука, 1978.

8. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ.— М.: Мир, 1982.

9. Казаков О.И. Преобразования многолучевой звезды в эквивалентный многоугольник для нелинейных цепей.— Электричество, 1992, № 12, с. 46—50.

10. Железко Ю.С. Стандартизация напряжений, токов и частот в международной и отечественной практике.— Электричество, 1992, № 12, с. 1—5.

11. Казарян С.Л. К выбору однослойных цепных обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу.— Электричество, 1993, № 9, с. 68—71.

12. Данилович О.И., Сакара Ю.Д. Предельные токи силовых полупроводниковых вентилях.— Электричество, 1993, № 5, с. 49—56.

13. Герасимов Л.С., Икрянников В.И. Температурная устойчивость металлического проводника при высоких плотностях тока.— Электричество, 1993, № 8, с. 53—60.

14. Киншт Н.В., Кац М.А., Рагулин П.Г., Вайнман П.М. Диагностика линейных электрических цепей.— Владивосток: ИДВУ, 1987.

15. Беннеттс Р.Дж. Проектирование тестопригодных логических схем.— М.: Радио и связь, 1990.

16. Бутырин П.А. Диактопия электрических цепей: язык, смысл, понимание.— Электричество, 1993, № 2, с. 72—73.

17. Негушил А.В. О двух позициях в изложении физических основ электротехники.— Электричество, 1993, № 5, с. 40—44.

18. Дамянов С.М. «Дискуссии».— Электричество, 1993, № 9, с. 72.

19. Лазарев В.Г., Пийль Е.И. Синтез управляющих автоматов.— М.: Энергоатомиздат, 1989.

20. Бирг А.Н., Димитриев В.Н., Шнейерсон Э.М. Измерительные органы релейной защиты на основе аналого-цифровых однокристалльных микроЭВМ.— Электричество, 1993, № 8, с. 14—21.

21. Колонский Т.В. Синтез децентрализованной структуры противоаварийного управления в энергосистеме.— Электричество, 1993, № 2, с. 18—23.

[28.10.93]

ХРОНИКА

Научно-техническое совещание «состояние и перспективы развития фольгированных диэлектриков»

(22—23 сентября 1993 г., Москва)

Обсуждались результаты исследований и научно-технических разработок по созданию новых фольгированных диэлектриков, а также вопросы перспективного обеспечения предприятий России фольгированными диэлектриками и исходными материалами для их производства.

Коллективами научных подразделений ВНИИ электроизоляции материалов разрабатываются новые марки материалов на основе эпоксидных, полиимидных, полиэфирных и триазиновых связующих, завершена разработка технологии получения рулонных материалов на основе пленочных диэлектриков, проводятся работы по модификации рецептур связующих для материалов на основе стеклотканей и полиимидной пленки. Разрабатываемые материалы позволяют изготовителям радиоэлектронной аппаратуры и средств связи расширить функциональные возможности изделий печатного монтажа.

Были сделаны доклады о перспективных разработках в области гибких фольгированных диэлектриков, нового негорючего фольгированного диэлектрика для изготовления печатных плат для технологии поверхностного монтажа, фольгированном стеклотекстолите для печатных плат с температурой эксплуатации до 250° С, фольгированных диэлектриков современного уровня для нового поколения печатных плат, фольгированных диэлектриках на основе ненасыщенных полиэфиров и др.

Отмечалось, что в изменившихся экономических условиях потребность российских предприятий в фольгированных диэлектриках обеспечена отечественными производителями менее чем на 50% по стеклотекстолитам и менее 5% по гетинаксам.

Существенную роль приобретают разработки новых сырьевых материалов в России, так как 50% требуемой стеклоткани производится в Белоруссии и Латвии, а разработчики эпоксидных смол находятся на Украине.

Учитывая сложившуюся ситуацию, для обеспечения предприятий России в 1995—1998 гг. фольгированными материалами, в том числе новыми прогрессивными, соответствующими мировым стандартам, для производства печатных плат различного назначения совещание сочло необходимым просить Миннауки и Роскоммаш РФ обеспечить приоритетное финансирование комплексной программы создания нового поколения фольгированных диэлектриков, а также комплекса исходных материалов для их производства (стеклотканей, бумаг, эпоксидных смол, отвердителей и др.).

Основные направления работ в этой области:

1. Разработка негорючих диэлектриков с рабочей температурой до 280° С.
2. Разработка негорючих стеклотекстолитов с диэлектрической проницаемостью 2,9.
3. Разработка фольгированных гетинакса и стеклотекстолита с низким короблением для поверхностного монтажа.
4. Разработка фольгированных диэлектриков на основе ненасыщенных полиэфирных смол.
5. Разработка энергосберегающих, экологически чистых технологий фольгированных диэлектриков.

Рожков В.В., Березин В.Б.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с прискорбием сообщают о кончине на 81-м году жизни лауреата Государственной премии, кандидата технических наук, известного специалиста в области проектирования и исследования трансформаторов

Александра Григорьевича Крайза

Памяти профессора М.М. Михайлова

Исполнилось 100 лет со дня рождения профессора, доктора технических наук Михаила Михайловича Михайлова — крупного ученого, основателя школы электроизоляционной техники, кабелей и конденсаторов в С.-Петербургском техническом университете (Ленинградском политехническом институте). Еще в 1924 г. по инициативе проф. М.А. Шателена на электромеханическом факультете института под руководством проф. М.М. Михайлова была организована лаборатория электроизоляционных материалов, в которой проводились работы по изучению методов контроля, измерениям электрофизических и механических характеристик электроизоляционных материалов различного назначения. Были изучены свойства отечественных природных материалов (слюды, дерева, мрамора), а также первых образцов искусственных материалов (бумаги, картона, лакоткани, гетинакса и др.). В 1932 г. проф. Л.В. Залуцким и проф. М.М. Михайловым была создана кафедра электроизоляционной и кабельной техники, первым заведующим которой был проф. Л.В. Залуцкий. В 1937—1959 гг. этой кафедрой заведовал проф. М.М. Михайлов.

В процессе эксплуатации электрическая изоляция оборудования различного назначения из-за контакта с окружающей средой, а также в результате электрохимических процессов старения поглощает влагу и изменяет свои электрофизические и механические свойства. Изучение влажностных характеристик имеет очень большое значение для обеспечения ресурса и надежности основного электротехнического и электрофизического оборудования. М.М. Ми-



хайловым были заложены основы теории увлажнения диэлектрических материалов и разработана методика изучения влажностных характеристик электроизоляционных материалов (коэффициенты влагопроницаемости, растворимости, диффузии). Им была также разработана методика расчета ресурса изоляционных конструкций в условиях увлажнения и различных влагозащитных покрытий.

Труды М.М. Михайлова, посвященные методам испытаний на влагостойкость и расчетам герметичности конструкций, получили признание во всем мире, а монография «Влагопроницаемость электрических диэлектриков» (1960) и сейчас является настольной книгой специалистов в этой области. Учебники М.М. Михайлова широко использовались в процессе подготовки инженеров-электриков практически всех вузов СССР и многих других стран.

Под руководством М.М. Михайлова на кафедре сложилась научная школа физического материаловедения электроизоляционных материалов. Этому

способствовало общение и совместные работы кафедры с учеными Ленинградского физико-технического института им. А.Ф. Иоффе — А.Ф. Вальтером, И.В. Курчатовым, П.П. Кобеко, Е.В. Кувшинским, которые в 30-е годы интенсивно изучали основы физики диэлектриков, кинетические представления об электрических, механических и других свойствах конденсированных систем.

М.М. Михайлов и его сотрудники работали в тесном контакте с учеными Центральной радиолaborатории, организованной в Петрограде, которая затем выросла в крупный научно-исследовательский институт. Работы М.М. Михайлова стали научной основой составления рецептур влагозащитных компаундов. Под руководством М.М. Михайлова на кафедре «Электроизоляционная и кабельная техника» была создана лаборатория конденсаторов, научным руководителем которой стал проф. В.Т. Ренне. Он также активно участвовал в научных исследованиях в области разработок и организации производства самых современных радиотехнических и силовых конденсаторов. Большую известность получила в нашей стране и за рубежом его монография «Электрические конденсаторы», которая была выпущена несколькими изданиями. В.Т. Ренне в 1959 г. возглавил кафедру «Электроизоляционная и кабельная техника» ЛПИ им. М.И. Калинина.

Михаила Михайловича Михайлова отличали благожелательное отношение и отзывчивость к людям, поэтому его уважали и любили сотрудники и студенты.

Память о М.М. Михайлове на долгие годы останется в сердцах знавших его людей.

Владимир Исакович Радин

После тяжелой продолжительной болезни ушел из жизни Владимир Исакович Радин, доктор технических наук, профессор, трижды лауреат государственных премий.

В.И. Радин родился 13 мая 1926 г. в Москве. Закончив в 1949 г. электромеханический факультет Московского энергетического института по специальности электрические машины, он всю свою жизнь посвятил этому направлению электротехники. Начав трудиться инженером в Институте электромеханики, он с 1950 г. связал свою трудовую биографию с Московским электромеханическим заводом имени Владимира Ильича, где работал до сентября 1991 г. вначале технологом цеха по производству электродвигателей, затем начальником испытательной станции и начальником бюро цехового контроля в цехе по производству специальных электрических машин, преобразователей и бензоэлектрических агрегатов, начальником центральной заводской лаборатории, а с 1963 г. — главным конструктором завода.

При нем шло становление завода как электромашиностроительного. Под его руководством и при личном участии создавались испытательные стенды и исследовательские лаборатории; была создана электромашинная и электроизоляционная лаборатории завода, экспериментальный участок, развившийся в опытный цех. В службе Главного конструктора были созданы подразделения, которые обеспечивали не только ведение производства сложной продукции, но и ее модернизацию и разработку новой, более совершенной. При активном участии В.И. Радина на заводе было создано вечернее отделение Всесоюзного политехнического института, в котором он на протяжении 10 лет вел



преподавательскую работу.

Под руководством и при личном участии В.И. Радина на заводе осваивались и серийно выпускались электромашинные усилители ЭМУ 12АЗ, двигатели МИ12, преобразователи АЛА—7, АЛП—7, серия бензоэлектрических агрегатов мощностью 2,4 и 8 кВт, электродвигатели АЗ и АКЗ, электрооборудование систем электропитания для наземных передвижных установок; электродвигатели серии 4АН 280-го, 315-го, 355-го габаритов; моделированное электрооборудование систем электропитания; дизельная электростанция ЭСД 2—12, электродвигатели привода вентиляторов градиен серий ВАСО и ВАСВ, однокорпусные преобразователи АЛМ—7М—0—8, электровибробуры, пусковые устройства к асинхронным электродвигателям и другое оборудование.

Этот перечень говорит о том, что В.И. Радин был весьма эрудированным главным конструктором с большими организаторскими способностями.

В 1987 г. все научные и инженерные кадры завода были объединены в научно-инженерный центр (НИЦ), во главе которого был поставлен Главный конструктор В.И. Радин в ранге

первого заместителя Генерального директора.

В 1959 г. В.И. Радин защитил кандидатскую, а в 1976 г. — докторскую диссертации. Он воспитал более 20 кандидатов и докторов технических наук, являлся автором 81 изобретения, более чем 100 печатных работ.

Министерством электротехнической промышленности В.И. Радин был назначен Главным конструктором серий низковольтных асинхронных электродвигателей, Главным конструктором электрооборудования подвижных наземных комплексов. На этих постах он проводил огромную работу по внедрению в производство 4 серии электродвигателей в масштабах страны и серии АИ в масштабах международного сотрудничества.

В 1967 г. В.И. Радину присуждена Государственная премия за работу в области специального приборостроения, в 1979 г. — вторая Государственная премия за создание и освоение всесоюзной серии асинхронных электродвигателей 4А; в 1988 г. — третья Государственная премия за работу в области специального машиностроения.

Длительное время Владимир Исакович вел большую работу в научно-техническом обществе энергетиков и электротехников, являясь членом президиума Московского правления, а в последние годы — председателем Московского правления общества.

В 1991 г. В.И. Радин создал ОКБ «Генератор», учредителями которого стали Минэлектротехприбор и Всесоюзный научно-исследовательский институт электроэнергетики.

Светлая память о Владимире Исаковиче Радине, крупном ученом, талантливом организаторе и большом человеке, навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей

ОТ АКАДЕМИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Академия электротехнических наук (АЭН) создана учредительной конференцией в феврале 1993 г. по инициативе ведущих российских ученых и специалистов в области электротехники и зарегистрирована 16 июня 1993 г. Министерством юстиции Российской Федерации в качестве высшей в своей области научно-технической организации с общероссийским статусом.

В сентябре—октябре 1993 г. в журналах «Электричество», «Электротехника», «Кабельная техника» и в газете «Поиск» были опубликованы объявления о выборах в АЭН с указанием числа вакансий действительных членов и членов-корреспондентов по 10 научно-отраслевым отделениям Академии.

21 декабря 1993 г. в Московском энергетическом институте состоялось общее собрание Академии электротехнических наук, на котором подведены итоги деятельности АЭН в 1993 г. и обсуждены ее задачи на 1994 г. На этом же собрании проведены выборы новых членов АЭН в соответствии с объявленным числом вакансий.

Заявления с просьбой допустить к участию в конкурсе были получены от ученых вузов, НИИ и научно-производственных организаций 30 городов России.

Члены АЭН избирались на общем собрании тайным голосованием. Этому предшествовала большая работа экспертного совета и президиума Академии по оценке научных заслуг соискателей.

Были избраны 21 почетный член АЭН (почетный академик АЭН), 63 действительных члена и 129 членов-корреспондентов.

Основная цель Академии электротехнических наук — объединение и координация усилий ученых и специалистов-электротехников, представляющих вузовскую и отраслевую науку, электротехническую промышленность, на основе тесного взаимодействия с Российской Академией наук.

АЭН планирует выполнение следующих задач: организацию и проведение фундаментальных и прикладных научно-исследовательских работ по наиболее актуальным перспективным направлениям;

проведение экспертизы и обсуждение проектов и разработок новых видов электротехнического оборудования;

участие во внедрении и эффективном использовании в народном хозяйстве научно-технических достижений;

проведение всероссийских и международных научно-технических конференций, семинаров и симпозиумов по наиболее важным электротехническим проблемам;

анализ состояния электротехнической про-

мышленности, прогнозирование и определение приоритетных направлений ее развития;

разработка стратегии подготовки инженерных кадров высшей квалификации в области электротехники;

участие в повышении квалификации специалистов-электротехников;

установление и развитие международных связей с учеными и специалистами-электротехниками зарубежных стран.

Академия электротехнических наук состоит в настоящее время из президиума, экспертного совета, научно-промышленного совета, редакционно-издательского совета и 10 научно-отраслевых отделений.

Президиум АЭН:

Герасимов В.Г. — президент, заслуженный деятель науки и техники РФ, научный руководитель 7-го отделения

Петленко Б.И. — первый вице-президент, лауреат Государственной премии, научный руководитель 5-го отделения

Альтов В.А. — вице-президент, научный руководитель 9-го отделения

Вершинин Ю.Н. — вице-президент, член-корреспондент РАН, лауреат Государственной премии

Пешков И.Б. — вице-президент, лауреат Государственной премии, председатель научно-промышленного совета

Иванченко Г.Е. — главный ученый секретарь, научный руководитель 4-го отделения

Бортник И.М. — научный руководитель 10-го отделения

Васильев А.С. — научный руководитель 6-го отделения

Винокуров В.А. — член президиума

Демирчян К.С. — академик РАН, лауреат Государственной премии, научный руководитель 1-го отделения

Дьяков А.Ф. — научный руководитель 2-го отделения

Лабунцов В.А. — председатель редакционно-издательского совета

Нетушил А.В. — заслуженный деятель науки и техники РФ, председатель экспертного совета

Орлов И.Н. — научный руководитель 3-го отделения

Сарапулов Ф.Н. — член президиума

Свалов Г.Г. — научный руководитель 8-го отделения

Сычев В.В. — лауреат Государственных премий, зам. председателя экспертного совета

1-е отделение «Теоретическая электротехника»

Почетный академик АЭН:

Татур Т.А. — МГИМЭ (Москва)

Действительные члены АЭН:

Богуславский И.З. — ЛПО «Электросила»

Боронин В.Н. — СПбГТУ

Демирчян К.С. — академик РАН (Москва)

Киншт Н.В. — институт автоматики (Владивосток)

Миронов В.Г. — МЭИ

Новиков О.Я. — СГТУ (Самара)

Чечурин В.Л. — СПбГТУ

Члены-корреспонденты АЭН:

Аветисян Д.А. — МГОУ (Москва)

Белавин В.А. — КФ МЭИ (Казань)

Воронин П.А. — Северо-Кавказский горно-металлургический институт (Владикавказ)

Инкин А.И. — НГТУ (Новосибирск)

Лейтес Л.В. — ВЭИ (Москва)

Перфильев Ю.С. — КрГТУ (Красноярск)

Пищиков В.И. — МЭИ

Попов А.П. — ОГТУ (Омск)

Шакиров М.А. — СПбГТУ

2-е отделение «Электроэнергетика»

Почетные академики АЭН:

Кадомская К.П. — НГТУ (Новосибирск)

Кучинский Г.С. — СПбГТУ

Ларионов В.П. — МЭИ

Мамиконянц Л.Г. — ВНИИЭ (Москва)

Филиппова Т.А. — НГТУ (Новосибирск)

Фотин В.П. — ВЭИ (Москва)

Действительные члены АЭН:

(С.-Петербург) Александров Г.Н. — член-корреспондент РАН

Верещагин И.П. — МЭИ

Гамм А.З. — СЭИ СО РАН (Иркутск)

Дьяков А.Ф. — РАО ЕЭС России (Москва)

Засыпкин А.С. — НГТУ (Новочеркасск)

(С.-Петербург) Костенко М.В. — член-корреспондент РАН

Максимов Б.К. — МЭИ

Морозкин В.П. — МЭИ

Смоловик С.В. — СПбГТУ

Строев В.А. — МЭИ

Тиходеев Н.П. — академик РАН (С.-Петербург)

Ушаков В.Я. — ТПУ (Томск)

Шакарян Ю.Г. — ВНИИЭ (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН:

Белкин Г.С. — ВЭИ (Москва)

Баринов В.А. — ЭНИН (Москва)

Богатырев Л.Л. — УГТУ (Екатеринбург)

Виссарионов В.И. — МЭИ

Воропай Н.И. — СЭИ СО РАН (Иркутск)

Гельфанд Я.С. — ВНИИЭ (Москва)

Евдокунин Г.А. — СПбГТУ

Китушин В.Г. — НГТУ (Новосибирск)

Коротков Б.А. — СПбГТУ

Неклепаев Б.Н. — МЭИ

Платонов В.В. — НГТУ (Новочеркасск)

Розанов М.Н. — СЭИ СО РАН (Иркутск)

Савельев В.А. — ИГЭУ (Иваново)

Соколов Б.А. — СПбГТУ

Ушаков Е.И. — СЭИ СО РАН (Иркутск)

Федоров В.К. — ОГТУ (Омск)

Целебровский Ю.В. — НГТУ (Новосибирск)

Червонный Е.М. — НГТУ (Нижний Новгород)

3-е отделение «Электротехника и силовая преобразовательная техника в промышленности»

Почетные академики АЭН:

Иванов-Смоленский А.В. — МЭИ

Ключев В.И. — МЭИ

Конев Ю.И. — МАИ

Копылов И.П. — МЭИ

Хрущев В.В. — ГААП (С.-Петербург)

Юньков М.Г. — ВНИИэлектропривод (Москва)

Действительные члены АЭН:

Боровиков М.А. — УПИ (Ульяновск)

Булатов О.Г. — МЭИ

Быков Ю.М. — ВНИИЭМ (Москва)

Гладышев С.П. — ЧГТУ (Челябинск)

Глебов И.А. — академик РАН (С.-Петербург)

Гусельников Э.М. — НПО «Сибэлектромотор» (Томск)

(С.-Петербург) Данилевич Я.Б. — член-корреспондент РАН

Ильинский Н.Ф. — МЭИ

Ковалев Ф.И. — ГК «Тонар» (Москва)

Кочетков В.Д. — ВНИИэлектропривод (Москва)

Лабунцов В.А. — МЭИ

Орлов И.П. — МЭИ

Поздеев А.Д. — ЧГУ (Чебоксары)

Попов В.В. — СПбГТУ

Розанов Ю.К. — МЭИ

Сарапулов Ф.К. — УГТУ (Екатеринбург)

Сипайлов Г.А. — ТГТУ (Томск)

(Москва) Шереметьевский Н.П. — академик РАН

Шулаков Н.В. — ПГТУ (Пермь)

Члены-корреспонденты АЭН:

Браславский И.Я. — УГТУ (Екатеринбург)

Воронин С.Г. — ЧГТУ (Челябинск)

Дерменжи П.Г. — ВЭИ (Москва)

Еременко В.Г. — МЭИ

Зиновьев Г.С. — НГТУ (Новосибирск)

Кислицын А.Л. — УПИ (Ульяновск)

Коськин Ю.П. — СПбГТУ

Кубарев Л.П. — НПО «Электрозавод» (Москва)

(Воронеж) Мещеряков В.М. — НПО «Электроника»

Пластун А.Т. — УГТУ (Екатеринбург)

Потапов Л.А. — БИТМ (Брянск)
 Рассудов Л.Н. — СПбГТУ
 Суворов Н.И. — ВНИПТИЭМ (Владимир)
 Тазов Г.В. — ГААП (С.-Петербург)
 Тарасов В.Н. — МЭИ
 Хватов С.В. — НГТУ (Нижний Новгород)
 Чванов В.А. — ВЭИ (Москва)
 Шевченко В.В. — МЭИ
 Шиянов А.И. — ВГТУ (Воронеж)
 Хохлов Ю.И. — ЧГТУ (Челябинск)

4-е отделение «Электроэнергетические системы общего и специального назначения»

Почетные академики АЭН:

Рекус Г.Г. — РХТУ им. Менделеева (Москва)
 Серов В.И. — ИГД им. Скочинского (Москва)

Действительные члены АЭН:

Аверин С.И. — Госстандарт России (Москва)
 Атаев А.Е. — МЭИ
 Динкель А.Д. — ПГТУ (Пермь)
 Иванов Г.М. — ВНИИэлектропривод (Москва)
 Иванченко Г.Е. — МГСУ (Москва)
 Карелин В.Я. — МГСУ (Москва)
 Меньшов Б.Г. — ГАНиг им. Губкина (Москва)
 Онищенко Г.Б. — МГОУ (Москва)
 Приймак А.А. — НПО «Фтизиопульмонология»

(Москва)

Щуцкий В.И. — МГГУ (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН:

Авилов В.Д. — ОмИИТ (Омск)
 Айзенберг Ю.Б. — ВНИСИ (Москва)
 Бургин Б.Ш. — НГТУ (Новосибирск)
 Васильев И.Е. — Северо-Кавказский горно-металлургический институт (Владикавказ)
 Волков В.Д. — ВПИ (Воронеж)
 Гафиятуллин Р.Х. — ЧГТУ (Челябинск)
 Гольдберг О.Д. — МГОУ (Москва)
 Загороднюк В.Т. — НГТУ (Новочеркасск)
 Игнатов В.А. — МИКХиС (Москва)
 Краснопольский А.Е. — МИСиС (Москва)
 Кузьмин В.А. — ВЭИ (Москва)
 Мамедов Ф.А. — ВСХИЗО (Балашиха)
 Рульников А.А. — МГТУ (Москва)
 Сидельников Б.В. — СПбГТУ
 Хронусов Г.С. — УГГ-ГА (Екатеринбург)
 Шалаев П.А. — ВНИИНМАШ (Москва)
 Шахпаруянц Г.Р. — ВНИСИ (Москва)
 Шошмин В.А. — СПбГТУ

5-е отделение «Электрические системы транспорта и космической техники»

Почетные академики АЭН:

Исаев И.П. — МГУПС (Москва)
 Свечарник Д.В. — МГУПС (Москва)

Действительные члены АЭН:

Бут Д.А. — МАИ (Москва)

Бушенин Д.В. — ВПИ (Воронеж)
 Веселовский О.Н. — НГТУ (Новосибирск)
 Винокуров В.А. — МГУПС (Москва)
 Грязнов Г.М. — ГП «Красное знамя» (Москва)
 Иньков Ю.М. — МГУПС (Москва)
 Калявин В.П. — СПбГЭУ (С.-Петербург)
 Карунин А.Л. — МГААТМ (Москва)
 Петленко Б.И. — МГААТМ (Москва)
 Пинский Ф.И. — МГОУ (Москва)
 Розанов А.В. — ЦИПКК АООП (Москва)
 Сергеев А.Г. — ВПИ (Владимир)
 Соустин Б.П. — КрГТУ (Красноярск)
 Трещев И.И. — МГААТМ (Москва)
 Трифонов Ю.В. — ВНИИЭМ (Москва)
 Щербинин П.И. — ЦНИИСЭиТ (С.-Петербург)
 Ютт В.Е. — МГАДИ (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН:

Аипов Р.С. — УАИ (Уфа)
 Акимов О.А. — МГААТМ (Москва)
 Аржанников Б.А. — УЭМИИТ (Екатеринбург)
 Вейнберг Д.М. — ВНИИЭМ (Москва)
 Верещагин В.П. — ВНИИЭМ (Москва)
 Глебов С.С. — НПО «Электроника» (Воронеж)
 Гордеев Г.И. — «Фонд конверсии Пермской обл.» (Пермь)

Гурьянов Д.И. — ТолПИ (Тольятти)
 Жарков В.Д. — АО «Аэрозлектрик» (Москва)
 Киреев Ю.Н. — СПбГМТУ
 Кислицын А.Л. — УПИ (Ульяновск)
 Колоколов Ю.В. — ОГПИ (Орел)
 Кунеев Ю.А. — НПО «Автоэлектроника» (Москва)

Кустарев Ю.С. — МГААТМ (Москва)
 Кучумов В.А. — ВНИИЖТ МПС (Москва)
 Лаптев Н.Н. — АКБ «Якорь» (Москва)
 Мазнев А.С. — СПбГУПС (С.-Петербург)
 Метелкин Б.А. — МГУПС (Москва)
 Самосейко В.Ф. — СПбГУВК (С.-Петербург)
 Скачков Ю.В. — ЦНИИ ВК (С.-Петербург)
 Феоктистов В.П. — МГУПС (Москва)
 Шаров С.Н. — ЦНИИ «Гранит» (С.-Петербург)
 Шишицын В.В. — УГТУ (Екатеринбург)
 Чернышев А.И. — НПО «Полюс» (Томск)
 Чижков Ю.П. — МГААТМ (Москва)
 Фельдман Ю.И. — АЭК «Динамо» (Москва)

6-е отделение «Электротехнология»

Действительные члены АЭН:

Васильев А.С. — СПбГЭУ (С.-Петербург)
 Дресвин С.В. — СПбГТУ
 Нетушил А.В. — МУТХТ (Москва)
 Столбов В.И. — ТолПИ (Тольятти)
 Попов А.Н. — ВНИИЭТО (Москва)
 Чередниченко В.С. — НГТУ (Новосибирск)

Члены-корреспонденты АЭН:

Архангельский Ю.С. — СГТУ (Саратов)

Каримов А.Х. — КГТУ (Казань)
 Кручинин А.М. — МЭИ
 Миронов Ю.М. — ЧГУ (Чебоксары)
 Рубцов В.П. — МЭИ
 Шепель Г.А. — АЛТИ (Архангельск)

**7-е отделение «Средства и системы контроля,
управления и автоматизации»**

Почетный академик АЭН:

Пятин Ю.М. — МГАДИ (Москва)

Действительные члены АЭН:

Герасимов В.Г. — МЭИ
 Глудкин О.П. — МАТИ (Москва)
 Долкарт В.М. — ВНИИЭМ (Москва)
 Зорин Ю.Н. — МГТУ им. Баумана (Москва)
 Ключев В.В. — член-корреспондент РАН

(Москва)

Ковалев Ю.З. — ОГТУ (Омск)
 Кутузов В.К. — КТИ (Ковров)
 Недялков К.В. — СПбГУВК (С.-Петербург)
 Панфилов Д.И. — МИЭТ (Зеленоград)
 Полянин К.П. — МНПО «Гамма» (Москва)
 Чудинов С.М. — НПО «Кибернетика» (Москва)
 Шатерников В.Е. — МИП (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН:

Автухов В.В. — КрГТУ (Красноярск)
 Ацюковский В.А. — НИИАО (Жуковский)
 Винокур В.М. — ПГТУ (Пермь)
 Волович Г.И. — ЧГТУ (Челябинск)
 Голенищев-Кутузов В.А. — КФ МЭИ (Казань)
 Дробышев Г.Ф. — МГТУ им. Баумана (Москва)
 Калашников М.А. — КФ МЭИ (Казань)
 Камынин Ю.Н. — НИИ «Гипроуглеавтоматизация» (Москва)

(Москва)

Катанаев Н.Т. — МГААТМ (Москва)
 Ковалев В.Д. — ВЭИ (Москва)
 Колесников А.А. — ТаГРИ (Таганрог)
 Мужицкий В.Ф. — МНПО «Спектр» (Москва)
 Первачев С.В. — МЭИ
 Ружников В.А. — ИПИ (Иркутск)
 Сергеев В.Г. — МЭИ
 Сухинин Б.В. — ЦКБ аппаратостроения (Тула)
 Федосенко Ю.К. — МНПО «Спектр» (Москва)
 Шелихов Г.С. — НИИРЭАТ (Люберцы)
 Явленский А.К. — СПбГААП (С.-Петербург)

**8-е отделение «Электротехнические
материалы и изделия»**

Почетные академики АЭН:

Александров Н.В. — ВЭИ (Москва)
 Тареев Б.М. — ВИНТИ (Москва)

Действительные члены АЭН:

Арзамасов В.Б. — МГААТМ (Москва)
 Иванов В.Н. — совместный РАУ ИТ и КМ
 (Пермь)
 Пешков И.Б. — ВНИИКП (Москва)

Похолков Ю.П. — ТПУ (Томск)
 Свалов Г.Г. — ВНИИКП (Москва)
 Филиков В.А. — МЭИ

Члены-корреспонденты АЭН:

Гроздов А.Г. — ВНТМП «Диэлектрик 2»
 (Москва)

Мещанов Г.И. — ВНИИКП (Москва)
 Полонский Ю.А. — СПбГТУ
 Финкель Э.Э. — ВНИИКП (Москва)
 Холодный С.Д. — МЭИ
 Шульга И.Я. — ВНИИЭИМ (Москва)

**9-е отделение «Электрофизические и
сверхпроводящие устройства»**

Действительные члены АЭН:

Альтов В.А. — ГОКБ «Горизонт» (Москва)
 Батенин В.М. — ОИВТ РАН (Москва)
 Близнюк В.А. — ГОКБ «Горизонт» (Москва)
 Васильев А.А. — Минатом РФ (Москва)
 Вершинин Ю.Н. — член-корреспондент РАН
 (г. Екатеринбург)
 Глухих В.А. — академик РАН (С.-Петербург)
 Зенкевич В.Б. — ОИВТ РАН (Москва)
 Кейлин В.Е. — ИАЭ (Москва)
 Месяц Г.А. — академик РАН (Екатеринбург)
 Сычев В.В. — МЭИ

Члены-корреспонденты АЭН:

Башкатов В.А. — ОИВТ РАН (Москва)
 Власов М.А. — ВЭИ (Москва)
 Завьялов М.А. — ВЭИ (Москва)
 Лебедев Е.Ф. — ОИВТ РАН (Москва)
 Мнацаканов Т.Т. — ВЭИ (Москва)
 Сытников В.Е. — ВНИИКП (Москва)
 Фишер Л.М. — ВЭИ (Москва)
 Славин В.С. — КрГТУ (Красноярск)

**10-е отделение «Электромагнитная
совместимость и экология»**

Почетный академик АЭН:

Вилесов Д.В. — СПбГМТУ (С.-Петербург)

Действительные члены АЭН:

Бортник И.М. — Миннауки РФ (Москва)
 Булеков В.П. — МАИ (Москва)
 Козлов В.Б. — ВЭИ (Москва)
 Красиков Н.Н. — КТИ (Ковров)
 Михайлов В.А. — Минэкономики РФ (Москва)
 Переводчиков В.И. — ВЭИ (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН:

Костроминов А.М. — СПбГУПС (С.-Петербург)
 Медведев В.Т. — МЭИ
 Мезенин О.Л. — СПбГТУ
 Покровский Ф.Н. — МЭИ
 Сарычев Г.С. — ВНИСИ (Москва)
 Хузмиев И.К. — ИЦ «Материалы и технология»
 ВЭИ (Владикавказ)
 Широков В.Л. — СПбГААП (С.-Петербург)
 Шлифер Э.Д. — АО «Плутон» (Москва)

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

Дьяков А.Ф., Любарский Ю.Я., Моржин Ю.И., Орнов В.Г., Портной М.Г. Интеллектуальные информационные системы в управлении эксплуатацией энергетического комплекса	Dyakov A.F., Lyubarskii Yu.Ya., Morzhin Yu.I., Ornov V.G., Portnoi M.G. The Intellectual Information Systems in the Control of the Maintenance of Power Complex	1
Аронов М.А., Сергеев Ю.Г. Высокочастотный лавинно-стримерный пробой некоронирующих воздушных промежутков	Aronov M.A., Sergueyev Yu.G. High-Frequency Avalanche-Streamer Breakdown of Corona-Free Gaps	4
Базуткин В.В., Евдокунин Г.А., Халилов Ф.Х. Ограничение перенапряжений, возникающих при коммутациях индуктивных цепей вакуумными выключателями	Bazutkin V.V., Yevdokunin G.A., Khalilov F.Kh. The Limitation of Overvoltage Caused by Vacuum Breakers Operations under the Switches of the Inductive Circuits	9
Паламарчук С.И. Определение располагаемой реактивной мощности генерирующих узлов	Palamarchuk S.I. Determination of Available Reactive Power of Generating Buses	14
Орлов А.В., Петухов В.С. Расшифровка электрической структуры облаков с использованием сингулярного разложения	Orlov A.V., Petukhov V.S. Determination of a Cloud Electric Structure by the Singular Value Decomposition Method	19
Дубовой В.Г., Поляков В.Е., Черненко В.С., Штейнфер Е.Г. Ситуационное логическое управление переключениями в распределительных устройствах высокого напряжения	Dubovoi V.G., Poliakov V.E., Chernenko V.S., Shteinfer E.G. The Situation Logical Control of the Switching in the High-Voltage Switch-Gears	24
Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Метод анализа поверхностного эффекта в прямолинейных проводниках с учетом влияния идеальных экранов	Shakirov M.A., Kiyatkin R.P. The Method of Analysis of the Skin Effect in Rectilinear Conductors Accounting Influence of Ideal Shields	29
Кадочников А.И. Простой способ учета доменной структуры при расчете магнитного поверхностного эффекта в ферромагнитной ленте	Kadochnikov A.I. The Simple Method of the Domain Structure Account in Calculation of the Magnetic Skin Effect in a Ferromagnetic Tape	39
Макарычев Ю.М., Рыжов С.Ю., Жидарева Т.П. Проектирование электромагнитов: этапы, методы, модели	Makarychev Yu.M., Ryzhov S.Yu., Jidareva T.P. Projecting of Electromagnets: Stages, Methods, Computational Models	46
Чаплыгин Е.Е., Бруякина З.В. Микропроцессорное управление выпрямителем с параметрическими обратными связями	Chaplygin Ye.Ye., Bruyakina Z.V. Microprocessor Control of the Rectifiers with Parametric Feedbacks	51
Лебедев А.С., Ходер Пса. Расчет форсировок в двухзонном электроприводе постоянного тока	Lebedev A.S., Hoder Isa. Calculation of Field Forcing in a Two-Zone DC Drive	57
Фролов А.В., Цыганков В.Н., Ермуратский П.В. Анализ зависимостей удельного сопротивления оксидных композиций от состава	Frolov A.B., Tsigankov V.N., Yermuratskii P.V. The Analysis of Specific Resistance of Oxide Compounds as Function of Compositions	61
Ершов Р.Е. Зависимость $B(H)$ при статическом перемагничивании ферромагнетиков	Ershov R.E. The Dependence $B(H)$ for Static Alternating Magnetization of Ferromagnetics	63
ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	NOTES and LETTERS	70
ХРОНИКА	CHRONICLE	73

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 29.12.93. Подписано в печать 28.01.94. Формат 60×881/8.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8 Тираж 1130 экз. Заказ 300.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Макет выполнен АО «Знак», 115547, Москва, Михневский пр-д, 4
Отпечатано в ТОО НПФ «Агат»
119048, Москва, ул. Доватора, д. 12, корп. 2

МИРОВАЯ ЭЛЕКТРО ЭНЕРГЕТИКА

Издательская группа «Книга Интернэшнл» приступает к выпуску нового ежеквартального журнала на русском языке «Мировая электроэнергетика». Издание освещает проблемы топливно-энергетического комплекса, стратегического планирования и маркетинга в отрасли, разработок новых технологий и оборудования, вопросы эксплуатации электрических сетей и электростанций, освоения новых источников энергии, экологии, водоподготовки и энергосбережения. Журнал рассчитан на специалистов в области энергетики и смежных отраслей промышленности.

Редакционный материал журнала составляют переводные статьи из американских журналов POWER, ELECTRICAL WORLD и ELECTRIC POWER INTERNATIONAL. Издается ИГ «Книга Интернэшнл» (Россия) совместно с корпорацией «McGraw-Hill, Inc.» (США) тиражом 8000 экземпляров. Объем журнала — 48 полос, формат 203×273 мм. Многокрасочная печать на мелованной бумаге. Стоимость одного экземпляра 1000 руб., годового комплекта 4000 руб. (для России) и 5000 руб. (для государств СНГ)

Заявки на приобретение и подписку в виде гарантийных писем принимаются по адресу: Россия. 125047, Москва, 1-я Тверская-Ямская ул., 22, «Книга Интернэшнл».

Справки о размещении рекламы по телефону в Москве: (095)250-31-31