

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1986

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

5

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

5
МАЙ
1986

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 378.962.13

Ленинградскому электротехническому институту имени В. И. Ульянова (Ленина) — 100 лет

БАШАРИН А. В., доктор техн. наук, БОРЦОВ Ю. А., доктор техн. наук, БЫЧКОВ Ю. А., канд. техн. наук,
ВАСИЛЬЕВ А. С., доктор техн. наук, КОСЬКИН Ю. П., доктор техн. наук

В 1986 г. исполняется 100 лет со дня основания Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) им. В. И. Ульянова (Ленина).

Журнал «Электричество» (1886 г. № 15), приветствуя организацию технического училища почтово-телеграфного ведомства России (так вначале назывался институт), сообщил: «Наконец, в четверг, 4 сентября (старого стиля — ред.) в 1 час дня это, бесспорно, полезное, ставящее нас в полную независимость от заграницы училище телеграфных инженеров открыто...».

Электротехнический институт стал вскоре признанным центром электротехнической мысли России, ведущим учебным заведением по подготовке инженеров в области электроэнергетики, электрохимии, электрофизики, радиотехники и электросвязи. Пионеры отечественной электротехники Д. А. Лачинов, А. Н. Лодыгин, Н. Н. Бенардос, И. И. Боргман, И. О. Доливо-Добровольский имели звания почетных инженеров-электриков, присвоенные им советом Электротехнического института (ЭТИ) в 1899 и 1903 гг. Профессором физики, а впоследствии первым выборным директором ЭТИ был изобретатель радио А. С. Попов. В 1897 г. преподаватель института М. А. Шателен первым в России получил звание профессора электротехники.

Под влиянием ленинских идей и мощного рабочего движения в среде петербургских студентов-электриков создаются в то время нелегальные революционные организации, принимавшие участие в политических демонстрациях против самодержавия. В стенах ЭТИ действовала группа «друзей «Искры» — один из первых кружков пропагандистов идей Маркса и Ленина. В 1905—1907 гг. в институте неоднократно бывал Владимир Ильич Ленин. Здесь он проводил революционно-пропагандистскую работу среди рабочих и студентов Петроградской стороны.

Когда партия взяла курс на вооруженное восстание, около 200 электротехников влились в Красную Гвардию. Рота телефонистов электротехнического батальона, основной костяк которого составили студенты ЭТИ, заняла телефонную станцию и обеспечивала связь Смольного с Военно-революционным комитетом и воинскими частями.

В ноябре 1918 г. электротехническому институту в числе первых организаций страны было присвоено имя В. И. Ульянова (Ленина).

После Великой Октябрьской социалистической революции ЭТИ стал одним из консультативных и проектно-изыскательских центров по реализации ленинского плана электрификации России — ГОЭЛРО. В Центральный совет экспертов, созданный по предложению В. И. Ленина при ВСНХ в апреле 1918 г. и утверждавший все проекты электрификации для Северо-Запада, входили наиболее авторитетные ученые института. Электротехническую секцию этого совета (Электроцентр) возглавлял ректор института, а позднее заместитель председателя Госплана страны, проф. П. С. Осадчий. Первая гидроэлектростанция в нашей стране — Волховская ГЭС — была спроектирована и построена под руководством профессора ЭТИ, впоследствии ректора института, акад. Г. О. Графтио. Создателем отечественной школы тепловых электростанций был профессор института В. В. Дмитриев, пионером использования электрической тяги на железнодорожном транспорте — проф. Я. М. Гаккель. В Электротехническом институте были созданы отечественные школы передачи электроэнергии на большие расстояния и техники высоких напряжений (проф. А. А. Смуров) и электрификации промышленных предприятий (проф. С. А. Ринкевич). Основоположником ультразвуковой дефектоскопии и звуковидения явился профессор ЛЭТИ, чл.-корр. АН СССР С. Я. Со-

колов, создателем школы высокочастотной электротехники — профессор института, чл.-корр. АН СССР В. П. Вологдин.

Золотой фонд науки составила блестящая плеяда ученых в области радиотехники и электроники — выпускников и сотрудников института: проф. И. Г. Фрейман, акад. А. И. Берг, академики А. Н. Шукин, А. А. Расплетин, А. А. Харкевич, члены-корреспонденты АН СССР В. И. Коваленков, В. П. Вологдин, С. Я. Соколов, В. И. Сифоров, А. А. Пистолькорс, профессора А. Ф. Шорин, М. М. Глаголев, А. А. Шапошников и многие другие.

За самоотверженную работу в годы Великой Отечественной войны 105 преподавателей и сотрудников института были награждены высокими правительственными наградами, научные заслуги профессоров В. П. Вологдина и С. Я. Соколова были позднее отмечены избранием в Академию наук СССР.

В послевоенные годы в ЛЭТИ стали интенсивно развиваться новые направления научных исследований и подготовки специалистов для них. Были созданы кафедры радиолокации, телевидения, диэлектриков и полупроводников, рентгеновских и электронно-лучевых приборов, электронной, ионной и вакуумной технологии, электронно-медицинской аппаратуры, микроэлектроники и многие другие. В эти годы в ЛЭТИ были выполнены крупные исследования и разработки по созданию новых материалов для радиоэлектроники (научный руководитель проф. Н. П. Богородицкий), методов и аппаратуры для измерения предельно малых радиаций (научный руководитель проф. Б. П. Козырев), по повышению помехоустойчивости радиотехнических систем (чл.-корр. АН СССР В. И. Сифоров), проведены работы по автоматизации энергетических установок новых атомных реакторов (проф. Б. И. Норневский), созданию эффективных систем автоматического управления (профессора А. В. Фатеев, Д. В. Васильев, чл.-корр. АН СССР А. А. Вавилов), телеизмерительных систем (проф. А. В. Фремке) и др.

В настоящее время институт готовит инженеров по 23 специальностям, в значительной мере определяющим темпы ускорения научно-технического прогресса в радиоэлектронике, технической кибернетике, современной электротехнологии, микроэлектронике.

В институте обучается свыше 12 тыс. студентов дневных и вечерних факультетов, 500 аспирантов, 200 слушателей подготовительного отделения, 750 слушателей факультетов повышения квалификации преподавателей и инженеров. Профессорско-преподавательский состав института насчитывает свыше 1000 чел. Среди них академик, два члена-корреспондента АН СССР, 120 докторов наук, профессоров, свыше 700 кандидатов наук, доцентов. В институте работают 2500 научных сотрудников, инженеров, рабочих и служащих.

Около 40 лет ЛЭТИ готовит национальные кадры специалистов и ученых для зарубежных стран. За эти годы выпущены около 2000 инженеров, кандидатов и докторов наук для 42 стран мира. В настоящее время в институте обучаются свыше 500 иностранных учащихся и проводятся совместные научные исследования с десятью зарубежными вузами-партнерами.

Научно-исследовательская работа института направлена на решение актуальных проблем в области технической кибернетики, физики твердого тела и микроэлектроники, радиофизики, радиоэлектроники и голографии. Традиционно относящиеся к электротехнике

подготовка кадров и научная работа в ЛЭТИ ведутся в основном на кафедре теоретических основ электротехники (ТОЭ), электрических машин (ЭМ), робототехники и автоматизации производственных систем (РАПС), систем автоматического управления (САУ) и электротехнологической и преобразовательной техники (ЭПТ). Становление этих кафедр и их научные успехи в ряде случаев, а иногда и во многом способствовали достижениям и приоритету отечественной электротехники и технологии. По этой причине можно полагать, что краткие сведения из истории указанных кафедр и о решаемых ими проблемах настоящего времени представляют определенный интерес для специалистов, обеспечивающих подготовку кадров и занимающихся научными исследованиями в области электротехники.

ТОЭ. На кафедре ТОЭ, основанной в 1891 г., развитие и преподавание как теории электромагнитного поля, так и теории электрических цепей шло параллельно, отражая прогресс во всех областях электротехники.

Первые лекции по теории электричества читал проф. О. Д. Хвольсон, а затем проф. И. И. Боргман, издавший двухтомный курс «Основания учения об электричестве и магнетизме», явившийся в то время полным и единственным руководством по теории электромагнетизма в России.

На кафедре преподавали проф. А. А. Петровский — продолжатель работ А. С. Попова по теории электромагнетизма и пионер геофизической разведки, написавший учебник «Электричество и магнетизм» (1917); затем профессора С. И. Покровский, Л. Р. Нейман, К. И. Крылов.

Теорию переменных токов вел проф. М. А. Шателен, затем проф. П. Д. Войнаровский. В 1897—1899 гг. П. Д. Войнаровским был издан «Теоретический и практический курс электротехники, содержащий систематическое изложение методов расчета переменных токов. Проф. П. А. Шуркевич, работавший в ЭТИ с 1901 по 1942 г., создал учебную лабораторию и написал ряд пособий, в том числе учебник по теории переменных токов. В 1947—1955 гг. проф. А. В. Берендеев выполнил ряд работ по исследованию цепей с переменными параметрами и применению тензорного анализа в электротехнике.

В последние годы коллективом кафедры проведена большая научно-методическая работа по модернизации содержания курса с учетом НТР в области радиоэлектроники, вычислительной техники и электротехники.

Научно-исследовательская работа на кафедре в области теоретической электротехники и ее приложений проводится по следующим основным направлениям: радиоволновая интроскопия, синтез электрических цепей, анализ нелинейных цепей, численные методы анализа нелинейных систем управления.

В рамках научного направления радиоволновой интроскопии проведен комплекс исследований по применению СВЧ волн для неразрушающей дефектоскопии диэлектрических материалов и создана серия радиоинтроскопов. Ведутся работы по совершенствованию методов и разработке систем автоматической обработки информации с применением микро-ЭВМ и телевизионной техники.

По тематике научного направления нелинейных цепей кафедра ТОЭ с 1975 г. проводит совместные исследования с кафедрой теоретической электротехники Высшей технической школы г. Ильменау (ГДР). Результаты этой работы частично нашли отражение в совместной

монографии «Расчет электрических цепей и электрических полей на ЭВМ» под ред. Л. В. Данилова и Е. Филиппова.

ЭМ. В дореволюционное время работа кафедры была направлена на создание учебных пособий, развитие лабораторной базы, разработку учебных планов и организацию подготовки инженеров-электриков. Профессору кафедры Ф. И. Холуянову принадлежат первые русские книги по электрическим машинам.

Трудами заведующих кафедрой А. А. Воронова (1899—1912 гг.) и Ф. И. Холуянова (1913—1936 гг.), профессоров и преподавателей Г. О. Графтио, В. В. Дмитриева, А. Е. Алексеева, В. Т. Касьянова и др., работавших в творческом контакте с учеными кафедры электрических машин Ленинградского политехнического института, были заложены основы для организации подготовки инженеров-электромехаников и создания отечественного электромашиностроения.

В период после революции и до начала Великой Отечественной войны преподаватели и выпускники кафедры А. Е. Алексеев, Р. А. Лютер, В. Т. Касьянов, Н. Н. Руквишиников, А. С. Еремеев и другие принимали непосредственное участие в реализации плана ГОЭЛРО.

А. Е. Алексеев обеспечивал решение проблемы конструирования крупных турбо- и гидрогенераторов и мощных тяговых электродвигателей. Позднее им были написаны первые учебники по конструкции электромашин.

Р. А. Лютер, окончивший электротехнический институт в 1911 г., совмещал преподавательскую деятельность с работой на заводе «Электросила». Ему принадлежат работы, посвященные наиболее глубоким теоретическим вопросам электромашиностроения. Р. А. Лютер и А. Е. Алексеев руководили проектированием первенцев отечественного электромашиностроения — генераторов Волховской и Земо-Авчальской им. В. И. Ленина гидроэлектростанций и других генераторов, принесших заводу «Электросила» мировую известность.

В. Т. Касьянову, проработавшему много лет в электротехнической промышленности и одновременно на кафедре ЭМ (1929—1952 гг.), принадлежит свыше 40 печатных работ, среди которых мировую известность получили труды по расчету машин постоянного тока и гидрогенераторов, гребных электродвигателей и коммутации.

В период 1945—1949 гг. на кафедре под руководством А. Е. Алексеева были выполнены исследования каскадов электрических машин, мощных электромашиных усилителей, систем возбуждения и устойчивости параллельной работы электромашин. В этот же период Н. П. Ермолиным были завершены научные исследования по переходным процессам в машинах постоянного тока.

Период 1949—1976 гг. характеризуется развитием на кафедре работ по созданию теории и методов проектирования ЭМ систем автоматики с электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами, исследований по виброакустике ЭМ, коммутации и качаниям; проф. И. Т. Талышинский разрабатывает и внедряет в промышленность методы расчета и исследования трехмерных электромагнитных полей в ЭМ, основанные на предложенной им теории отражения электромагнитных волн.

Научные исследования и опытно-конструкторские разработки периода 1950—1975 гг. явились базой, на основе которой в настоящее время на кафедре развернуты работы по научному направлению «Техническая кибернетика», когда ЭМ рассматривается как автомати-

ческая система электромагнитного преобразования видов энергии.

В результате в течение последних 10 лет на кафедре разработаны и опубликованы: основы теории линейных синхронных двигателей; основы теории и методики расчета параметров и экранов криотурбогенераторов; математические модели криотурбогенераторов и двухроторных синхронно-асинхронных машин как объектов регулирования; методики проектирования и основы технологии ЭМ с пониженной и управляемой виброактивностью; методики, алгоритмы и программы, обеспечивающие оптимальное проектирование ЭМ систем автоматики.

По результатам научных исследований только последних 5 лет сотрудниками кафедры опубликовано свыше 100 научных трудов и учебных пособий.

РАПС. В 1922 г. в ЛЭТИ были созданы первые в мире кафедра и научная лаборатория электрического привода, с деятельностью которых в немалой степени связано развитие электрификации отечественной промышленности. Руководителем кафедры, называвшейся кафедрой электрического распределения механической энергии, и создателем отечественной школы электрического привода как нового научного направления в электротехнике, был заслуженный деятель науки и техники РСФСР, проф. С. А. Ринкевич. В 1925 г. вышло в свет первое издание его капитального труда «Электрическое распределение механической энергии». Главное место в нем было отведено использованию механических свойств электродвигателей и влиянию их на производительность машин — орудий.

За время многолетней деятельности С. А. Ринкевичем создано более 40 научных трудов, а его учениками А. В. Фатеевым, Г. В. Одинцовым, А. В. Берендеевым, Б. И. Норневским, А. В. Башариным и другими сотрудниками кафедры — ряд учебных пособий и научных работ по различным вопросам электропривода. В создании научной школы электропривода принимали участие профессор Р. Н. Фролов, Ф. Н. Шклярский, А. В. Трабизкий, В. И. Полонский, доценты П. К. Куликовский, В. А. Розенберг и др.

Разработка теории электрического привода и создание основ теории электрификации промышленных предприятий являются основной заслугой кафедры, закрепившей вместе с аналогичными кафедрами и лабораториями других вузов и НИИ страны приоритет отечественной науки в этой отрасли электротехники.

Органическое слияние электропривода, электрификации и автоматизации со значительным уклоном в область автоматизации стали основным содержанием подготовки инженеров по данной специальности в ЛЭТИ.

Развитие вычислительной техники, микроэлектроники и силовой преобразовательной техники, промышленной робототехники обеспечивало новые условия для создания более современных систем управления, перехода к комплексной автоматизации производства на базе систем программного управления и робототехнических комплексов, созданию гибких автоматизированных производств с безлюдной технологией.

В 1985 г. кафедра получает наименование «Робототехника и автоматизация производственных систем», отражающее дальнейшее развитие научной школы электропривода, оставшегося базовой специальностью, новое содержание подготовки кадров и научной работы в соответствии с задачами интенсификации развития народного хозяйства страны.

К 100-летию юбилею института кафедра, приходит с хорошими итогами. Ею выпущено около 3000 инженеров, подготовлено свыше 120 кандидатов и докторов технических наук. Сотрудники кафедры оказывают помощь вузам братских социалистических и развивающихся стран, сотрудничают с вузами Болгарии, ГДР, Гвинеи.

САУ. Первый период научной работы кафедры, организованной в ЛЭТИ проф. Д. В. Васильевым в 1947 г., был посвящен развитию теории и практики систем синхронной связи и следящих систем (индукционные системы синхронной связи, бесконтактные следящие системы с магнитными усилителями, двухкоординатные следящие системы и др.). На базе этих исследований и разработок были написаны учебники и монографии: «Индукционные системы синхронной связи», «Синхронно-следящие системы», «Основы теории и расчета следящих систем».

Второй период (1957—1967 гг.) следует охарактеризовать как «период стохастичности», т. е. период, связанный со стохастическим подходом к работе систем и исследованиям процессов работы сложных систем и ситуаций. В этот период были написаны книги «Расчет систем автоматического управления», «Системы автоматического управления», в которых намечен более широкий подход к расчету систем автоматического управления.

Третий период (1967—1977 гг.) характерен развитием проблем кибернетических систем, больших систем и сложных процессов, проблем распознавания образов. В значительной мере исследования этого периода базируются на моделировании систем, процессов и полей, воздействующих на системы управления. Продолжалась разработка аналого-цифровых систем моделирования, имеющих большие преимущества в смысле экономии времени по сравнению с цифровыми вычислительными машинами. Так, в 1971 г. кафедрой был разработан второй моделирующий аналогоцифровой комплекс МК-70. Комплекс позволил проводить исследования с включением реальной аппаратуры и записей натуральных случайных сигналов.

В последнее десятилетие (1977—1986 гг.) разработана прикладная теория адаптивных автоматических систем — беспоисковых самонастраивающихся систем с детерминированными наблюдателями состояния. С помощью методов Ляпунова и теории гиперустойчивости удалось синтезировать быстродействующие системы с эталонной моделью (АСЭМ) и с настраиваемыми моделями — идентификаторами состояния (АСНМ). Впервые с системных позиций была рассмотрена и решена научно-техническая проблема реализации адаптивных и адаптивно-модальных алгоритмов и структур в электротехнической, машиностроительной и других отраслях промышленности. Серийно выпускаемые тиристорные электроприводы с адаптивными регуляторами применяются для оснащения станков с ЧПУ, машин термической резки, гибких производственных модулей. Получили практическую реализацию и работы по оптимизации динамики автоматических систем прокатных станов, бумагоделательных машин, испытательных комплексов трансмиссий вертолетов, роботов-манипуляторов и радиотелескопов.

Практические результаты по разработке адаптивных регуляторов внедрены в XI пятилетке с большим экономическим эффектом.

Важным классом объектов, в которых разработки лаборатории находят применение, являются взаимосвязан-

ные электромеханические системы со многими степенями подвижности, отвечающие исполнительным механизмам многокоординатных станков, антенных установок, моделирующих стендов подвижных объектов, промышленных и экстремальных манипуляционных роботов. На кафедре САУ разработано специальное алгоритмическое и программное обеспечение для ускоренного статистического моделирования сложных систем управления, позволяющее существенно сократить затраты машинного времени и материальных ресурсов на проведение статистических исследований на ЭВМ и обеспечивающее при этом требуемую точность результатов.

ЭТПТ. Кафедра электротехнологической и преобразовательной техники образована в 1982 г. путем объединения кафедр электротермических установок (ЭТУ) и источников питания электросварочных и физических установок (ИПЭФУ).

Создание кафедры ЭТУ связано с именем чл.-корр. АН СССР В. П. Вологодина, известного до 30-х годов работами по радиотехнике. В 1919 г. он создал первый в мире высоковольтный выпрямитель с жидким ртутным катодом, в 1927 г. предложил применить сегнетозлектрики для умножения частоты электрических колебаний. В. П. Вологдин был одним из создателей знаменитой Нижегородской радиолaborатории (1918 г.) и Центральной радиолaborатории (ЦРЛ) в Ленинграде (1923 г.), сыгравших большую роль в становлении отечественной радиотехники.

С начала 30-х годов В. П. Вологдин целиком переключился на работы в области промышленного применения токов высокой частоты для нагрева металлов и непроводимых материалов. В 1935 г. в ЛЭТИ была создана лаборатория В. П. Вологодина, работы которой положили начало новому направлению науки и техники — высокочастотной электротехники. В частности, здесь зародилась поверхностная закалка при индукционном нагреве, совершившая революцию в термообработке машиностроительных деталей.

В послевоенные годы работы в области высокочастотной электротермии приобрели столь важное значение и широкий размах, что в 1946 г. в ЛЭТИ была создана новая лаборатория высокочастотной электротехники (ВЧЭТ), а в 1947 г. на базе этой лаборатории был организован ВНИИ токов высокой частоты, который носит теперь имя своего основателя В. П. Вологодина.

В 1953 г. заведующим кафедрой стал проф. А. Е. Слухоцкий, который возглавлял ее в течение почти 30 лет. В 1954 г. специальность и кафедра получили название «Электротермические установки», сохранив направленность в область высокочастотной электротермии.

Кафедра ИПЭФУ, объединившаяся с кафедрой ЭТУ, ведет свое начало от кафедры техники высоких напряжений (ТВН), созданной проф. А. А. Смуровым.

А. А. Смуров начал свою деятельность как автор ряда разработок в области электрифицированного транспорта, а затем сосредоточился на технике высоких напряжений. Его работы в этой области на долгие годы определили развитие высоковольтных источников питания.

Кафедра ТВН и лаборатория, носящая сейчас имя А. А. Смурова, стали базой для развития в институте научных направлений, связанных с электрофизикой и схемами источников питания импульсного и непрерывного действия. Крупной заслугой А. А. Смурова явилось новое объяснение механизма электрического пробоя в газах, жидкостях и твердых диэлектриках. Он

внес существенное уточнение в теорию искрового разряда, исследовав роль электрического поля в ионизации газа перед разрядом. Это позволило усовершенствовать конструкцию изоляторов, объяснить процесс пробоя в воздушных включениях в массе изоляторов и в жидкости при наличии примесей.

Создание А. А. Смуровым лаборатории ТВН в ЛЭТИ, оборудованной уникальными установками, оказало сильное влияние на развитие советской энергетики, формирование норм проектирования линий передач, развитие источников питания. Учениками А. А. Смурова были профессор К. С. Архангельский, Г. Т. Третьяк, Л. Е. Машкиллейсон.

В 1935—1937 гг. А. А. Смуров привлек к работе в своей лаборатории таких ученых, как А. А. Горев, А. А. Вульф, Н. Н. Щедрин, А. М. Залесский; совместно с ними он решал задачи релейной защиты и устойчивости параллельной работы синхронных генераторов. В лаборатории работали будущие доктора науки Н. П. Богородицкий, В. И. Иванов, Ю. Н. Юров, В. В. Пасынков. Их труды, начатые в лаборатории А. А. Смурова, легли в основу многих научных идей.

В 1970 г. кафедра ТВН преобразуется в кафедру «Источники питания электросварочных и физических установок», на которой разворачиваются крупные работы в области источников питания установок для различных электротехнологических процессов, в первую очередь связанных со сваркой на постоянном и переменном

токе, созданием мощных электронно-лучевых систем и первых технологических лазеров большой мощности.

Особую роль приобретают разработки кафедры, относящиеся к созданию систем питания с использованием промежуточного преобразовательного звена, позволяющего получить ток повышенной частоты для последующей трансформации и выпрямления. Это стало возможным благодаря появлению нового класса схем высокочастотных преобразователей, имеющих повышенную устойчивость, предложенного группой ученых во главе с проф. А. С. Васильевым.

Кафедра ЭТПТ ежегодно выпускает три группы инженеров, специализирующихся по высокочастотной электротермии, плазменным и лучевым установкам, электросварочным установкам.

Научная работа кафедры направлена на решение следующих основных задач: разработка и освоение электротехнологий, их исследование и создание математических моделей; создание регулируемых быстродействующих источников питания в широком диапазоне частот и мощностей; создание САПР комплекса «электротехнологическое устройство — источник питания — система управления».

Отмечая 100-летие института, подводя итоги работы вуза в XI пятилетке, коллектив ЛЭТИ видит свой профессиональный и патриотический долг в решении грандиозных задач, поставленных перед высшей школой XXVII съездом нашей партии.



УДК 621.311.1.076.12

Оптимизация выбора компенсирующих устройств в электрических сетях

КОВАЛЕВ И. Н.

Оптимальное решение общесетевой проблемы планирования компенсации реактивной мощности (КРМ) требует комплекса нормативных документов и промышленных программ расчета на ЭВМ, разработанных на основе единого математического и методического обеспечения. В итоге создается база для получения значительного технико-экономического эффекта на различных сетевых уровнях: распределительные сети напряжением 6, 10, 35 кВ (прежде всего промышленные), питающие сети 110—330 кВ районных энергосистем (РЭС), объединенные энергосистемы (ОЭС). Соответствующие решения, ориентированные на имеющиеся ресурсы средств компенсации, должны обеспечивать эффект за счет выбора рациональной структуры КРМ и рационального размещения компенсирующих устройств (КУ) в сети.

В настоящее время в основном завершен этап разработки математических методов расчета по детерминированным однокритериальным моделям [1] с внедрением в практику проектирования ряда нормативных материалов и промышленных программ [2—4]. Имеется опыт создания автоматизированных систем рационального распределения конденсаторных установок между промышленными предприятиями [5]. Одновременно наметились пути дальнейшего совершенствования математического аппарата (в части учета фактора неопределенности целей, критериев, исходной информации) и информационно-методических средств практической реализации теоретических решений [1].

В этой связи закономерен вопрос о количественной оценке технико-экономической эффективности проектной оптимизации КРМ для различных сетевых уровней. Первая такая оценка проведена в [6]; определенные результаты для питающих сетей РЭС получены в [7]. Однако систематизированных исследований в данном направлении пока не проводилось.

Эффективность проектной оптимизации КРМ в промышленных сетях имеет две составляющие: первая определяется структурой компенсации, т. е. уточнением долевого участия в КРМ различного вида КУ; вторая появляется в результате уточнения размещения отдельных КУ одного вида в узлах сети. В данной работе в части промышленных сетей оценивается только первая составляющая с использованием имеющегося методического материала, устойчивых стоимостных показателей и их соотношений. Для РЭС реально существует и рассматривается далее лишь вторая составляющая эффекта; при этом решаются, как правило, балансовые задачи с однородными КУ в нагрузочных узлах, и эффективность оптимизации следует достигать путем нужных изменений режимных параметров (потерь мощности и ряда показателей напряжения) при вариациях размещения КУ.

В процессе дальнейшего анализа для сравнения берутся либо действовавшие до недавнего времени указания, например [8], либо фактически применяемые на практике подходы.

Исходные технико-экономические показатели. Основ-

ным показателем является стоимость потерь активной мощности ΔP и электроэнергии. В [9] показано, что этот фактор можно учитывать с помощью только расчетной стоимости C_0 потерь ΔP в зависимости от регионов ОЭС и продолжительности работы КУ. Так, для двухсменных предприятий большинства ОЭС можно ориентироваться на величину $C_0 \approx 100$ руб./кВт.

Далее приняты следующие усредненные стоимостные показатели (данные ТО ВНИПИ Тяжпромэлектропроекта):

суммарный коэффициент ежегодных отчислений для подстанционного оборудования $E=0,22$;

удельная стоимость конденсаторов для батарей напряжением свыше 1000 В (ВБК) $K_{в.к}=5$ руб./кВ·А, что соответствует затратам $Z_{в.к1}=1,1$ руб./кВ·А/год;

постоянные капиталовложения $K_0=2500$ руб.; на одну ВБК мощностью $Q_{в.б.к}=900$ кВ·А;

удельная стоимость конденсаторов для батарей напряжением до 1000 В (НБК) $K_{н.к}=13$ руб./кВ·А; $Z_{н.к1}=2,9$ руб./кВ·А год;

удельная стоимость цеховых подстанций (ПС) напряжением 6,10/0,4 кВ с учетом питающих фидеров $K_{пс}=11$ руб./кВ·А; $Z_{пс}=2,4$ руб./кВ·А.

На базе приведенных данных используются следующие расчетные показатели и обобщенные константы:

усредненные затраты на ВБК

$$\bar{Z}_{в.к1} = \frac{K_0 E}{Q_{в.б.к}} + Z_{в.к1} = Z_0 + Z_{н.к1} = 1,7 \frac{\text{руб}}{\text{кВ} \cdot \text{А} \cdot \text{год}}; \quad (1)$$

затраты, соответствующие удорожанию НБК по сравнению с ВБК с учетом постоянной составляющей Z_0

$$\Delta \bar{Z}_{н.к} = Z_{н.к1} - \bar{Z}_{в.к1} = 1,2 \frac{\text{руб}}{\text{кВ} \cdot \text{А} \cdot \text{год}};$$

аналогичные затраты без учета Z_0

$$\Delta Z_{н.к} = Z_{н.к1} - Z_{в.к1} = 1,8 \frac{\text{руб}}{\text{кВ} \cdot \text{А} \cdot \text{год}};$$

относительные затраты

$$Z_{пс}^* = \Delta \bar{Z}_{н.к} / Z_{пс} = 0,5;$$

$$\Delta Z_{н.к}^* = \Delta \bar{Z}_{н.к} / C_0 = 0,012.$$

Промышленные сети. Задача оптимальной КРМ в промышленных сетях сводится к обеспечению заданной входной реактивной мощности Q_{a1} при минимуме приведенных затрат. Как показано в [4] и предусмотрено в [3], соответствующий расчет состоит из последовательных этапов.

1. Выбор и размещение НБК, обеспечивающие:

а) оптимальное число цеховых трансформаторных ПС в группах их технологической концентрации;

б) оптимальные мощности трансформаторов на одиночных ПС;

в) оптимальное соотношение между ВБК и НБК с учетом снижения потерь активной мощности (далее просто потерь) в сетях напряжением 6, 10 кВ и трансформаторах ПС.

2. Определение оптимальной загрузки синхронных двигателей (СД) по реактивной мощности по сравнению с ВБК.

Эффективность проектных решений, отвечающих рекомендациям [3], обеспечивается методическими усовершенствованиями, главным образом, в трех направлени-

ях: а) учет постоянных и кусочно-постоянных затрат на ВБК, что меняет структуру КРМ в пользу СД и НБК; б) рациональный выбор оптимальных соотношений между трансформаторной мощностью и НБК; в) упрощение расчетов в практических целях. Рассмотрим этапы расчета в отдельности.

Сокращение числа цеховых ПС. В [3] приведена номограмма $m = f(N_{\min}; \Delta N; Z_{пс}^*)$ для определения числа m дополнительных ПС по сравнению с их возможным минимумом в энергоузле (главном корпусе, цехе, его технологическом участке)

$$N_{\min} = \frac{P}{k\beta S} + \Delta N, \quad (2)$$

где P — расчетная активная нагрузка энергоузла; β и S — коэффициенты загрузки и предварительно выбранные номинальные мощности цеховых трансформаторов; ΔN — округляющая до целевого числа величина; $k=2$ для двухтрансформаторных ПС и $k=1$ для одното трансформаторных.

Обоснование номограммы дается в [10], где показано, что снижение капиталовложений при оптимальном решении по сравнению с двумя крайними вариантами — максимальная компенсация, обеспечивающая $N = N_{\min}$ или отсутствие компенсации — приблизительно одинаковое. Это позволяет эффект оптимизации оценивать только по сравнению с вариантом $N = N_{\min}$. Соответствующее снижение затрат равно

$$\delta Z_m = \Delta \bar{Z}_{н.к} Q_{км} - Z_{пс} m S. \quad (3)$$

В соответствии с номограммой при $Z_{пс}^* = 0,5$ появление одной дополнительной ПС ($m=1$) возможно в принципе при $N_{\min} = 3-12$ шт., двух — при $N_{\min} = 12-21$ шт., трех — при $N_{\min} = 21-30$ шт. При этом освобождается мощность НБК [10]:

$$Q_{км} = \frac{\beta S \sqrt{2N_{\min}} (\sqrt{m + \Delta N} - \sqrt{\Delta N})}{N_{\min}}. \quad (4)$$

Относительное снижение затрат (3) с учетом (4) для одното трансформаторных ПС ($k=1, \beta=1$) равно

$$\delta Z_m^* = \frac{\delta Z_m}{N_{\min} Z_{пс} S} = \frac{Z_{пс}^* \sqrt{2N_{\min}} (\sqrt{m + \Delta N} - \sqrt{\Delta N}) - m}{N_{\min}}. \quad (5)$$

При оптимальном числе подстанций $N_0 = N_{\min} + m$ недокомпенсированная (входная) мощность равна

$$Q_a \approx S \sqrt{2N_{\min} (m + \Delta N)}, \quad (6)$$

и ее коэффициент с учетом соотношения (2)

$$\text{tg } \varphi_a = \frac{Q_a}{P} = \frac{\sqrt{2N_{\min} (m + \Delta N)}}{N_{\min} - \Delta N}. \quad (7)$$

Найдем значения показателей (5) и (7), усредненные по достаточно большому числу предприятий, например, отрасли. Это можно сделать, интегрируя данные выражения только по показателю ΔN при среднем значении $N_{\min}$ для каждой из указанных зон. Усредненный показатель (5) рассчитывался, например, так:

$$\delta Z_{мс}^* = \int_0^{\Delta N_0} \delta Z_m^* d\Delta N + \int_{\Delta N_0}^1 \delta Z_{(m-1)}^* d\Delta N,$$

где ΔN_0 — граничное значение ΔN : в диапазоне $0 \leq \Delta N \leq \Delta N_0$ устанавливается дополнительно m ПС, в диапазоне $\Delta N_0 \leq \Delta N \leq 1$ на единицу меньше.

N_{min}	Число дополнительных ПС	Диапазоны округляющих величин ΔN	Снижение затрат $\delta \tilde{Z}_m^*$, %	$\lg \varphi_B$	
				Диапазоны изменения	Средние значения
7	$\frac{1}{0}$	$\frac{0-0,4}{0,4-1}$	1,5	0,35—0,75	0,51
17	$\frac{2}{1}$	$\frac{0-0,6}{0,06-1}$	4,0	0,44—0,56	0,50
26	$\frac{3}{2}$	$\frac{0-0,6}{0,6-1}$	5,1	0,46—0,54	0,49

По результатам таких расчетов определены средние показатели КРМ для концентрированных групп однотрансформаторных ПС при $\beta=1$ и $Z_{\text{пс}}^*=0,5$ (таблица).

При естественном предположении о приблизительном равенстве суммарных мощностей энергоузлов с различным числом N_{min} величину $\delta \tilde{Z}_{\text{мс}}^*$ усредненную по зонам m , найдем как среднее арифметическое: $\delta \tilde{Z}_{\text{мс}}^* \approx 3,5\%$. При дополнительных статистических данных в расчет следует ввести весовые коэффициенты по зонам.

Аналогичные расчеты для двухтрансформаторных ПС при $\beta=0,7-0,8$ дали величину $\delta \tilde{Z}_{\text{мс}}^* \approx 2-2,5\%$. Принимая в среднем $\delta \tilde{Z}_m^* \approx 3\%$, получаем, что на 1 МВ·А трансформаторной мощности концентрированных групп ПС эффективность оптимизации составляет 70—80 руб. При этом в среднем $\lg \varphi \approx 0,5$; разброс этой величины тем больше, чем меньше N_{min} (таблица).

Выбор компенсирующих устройств на одиночных цеховых ПС. При существующих значениях $Z_{\text{пс}}^* \leq 0,6$ и коэффициенте шкалы трансформаторов $k_{\text{ш}} = S_{j-1}/S_j = 0,63$ номинальную мощность одиночных трансформаторов S_j целесообразно всегда выбирать по активной нагрузке, устанавливая НБК соответствующей мощности. Последняя в относительных единицах равна

$$Q_k^* = \frac{Q_k}{S_j} = \lg \varphi_n P^* - \sqrt{\beta^2 - (P^*)^2}, \quad (8)$$

где $\lg \varphi_n$ — коэффициент натуральной реактивной нагрузки; $P^* = \frac{P}{S_j}$.

Очевидно, что нагрузка P равновероятно находится в диапазоне между смежными мощностями трансформаторов S_{j-1} и S_j и, следовательно, в диапазоне $k_{\text{ш}} \leq P^* \leq 1$; для отличной от нуля степени компенсации (8) соответствующий диапазон сужается: $\cos \varphi_n \leq P^* \leq 1$. Наглядно это можно представить в виде «среднестатистической» диаграммы на рис. 1 для общего случая, когда $\lg \varphi_n = 0,9$.

Из формулы (8) нетрудно получить значение коэффициента недокомпенсированной (входной) мощности:

$$\lg \varphi_B = \frac{Q - Q_k}{P} = \lg \varphi_n - \frac{Q_k^*}{P^*} = \frac{\sqrt{1 - (P^*)^2}}{P^*}. \quad (9)$$

Снижение затрат в результате установки НБК мощностью, определяемой по (8), составляет

$$\delta Z = Z_{\text{пс}}(S_j - S_{j-1}) - \Delta \tilde{Z}_{\text{н.к}} Q_k,$$

или в относительных единицах

$$\delta Z^* = \frac{\delta Z}{Z_{\text{пс}} S_j} = 1 - \cos \varphi_n - Z_{\text{пс}}^* Q_k^*. \quad (10)$$

Средние значения показателей (8) и (9) получим, интегрируя по P^* выражение (8) в пределах от $\cos \varphi_n$ до 1, а выражение (9) — в пределах от $k_{\text{ш}}$ до 1. Среднее значение снижения затрат (10) получим подстановкой сюда известного теперь значения $Q_{\text{к.с}}^*$.

Оптимальное соотношение между ВБК и НБК. Рассмотрим возможность дополнительной установки НБК мощностью $Q_{\text{н.э}}$ с целью оптимального снижения потерь (при снижении приведенных затрат) при равном уменьшении мощности ВБК.

Для радиальной линии с активным сопротивлением $r_{\text{л}}$ имеет известную формулу для мощности $Q_{\text{н.э}}$:

$$Q_{\text{н.э}} = Q - \frac{\Delta \tilde{Z}_{\text{н.к}}}{2C_0(r_{\text{л}} + r_{\text{т}})} = Q - Q_{\text{в.э}}, \quad (11)$$

где $r_{\text{т}}$ — активное сопротивление трансформатора.

Входную мощность трансформатора $Q_{\text{в.э}}$ представим в относительных единицах:

$$\gamma = \frac{Q_{\text{в.э}}}{S} = \frac{\Delta \tilde{Z}_{\text{н.к}}}{2C_0 \left(\frac{\Delta P_{\text{м.н}}}{S} + \rho \frac{IS}{FU^2} \right)}, \quad (12)$$

где $\Delta P_{\text{м.н}}$ — номинальные потери в меди трансформатора; ρ , l и F — соответственно удельное электрическое сопротивление материала линии, ее длина и сечение.

Введем обобщенные константы

$$\Delta Z_{\text{н.к}}^* = \frac{\Delta \tilde{Z}_{\text{н.к}}}{C_0}; \quad K = \frac{IS}{F} \text{ (км} \cdot \text{кВ} \cdot \text{А/мм}^2\text{)} \quad (13)$$

и учтем, что для промышленных трансформаторов $P_{\text{м.н}}/S \approx 0,011$ и $\rho \approx 32 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{км}$. Тогда формула (12) приобретет вид:

$$\gamma = \frac{\Delta Z_{\text{н.к}}^*}{2 \left(11 + \frac{32K}{U^2} \right)}. \quad (14)$$

Для широко распространенного на практике случая магистральных линий с двумя одинаковыми трансформаторами при относительно коротком втором участке в этой формуле коэффициент 32 заменяется на 64, что обуславливает увеличение мощности НБК. Зависимо-

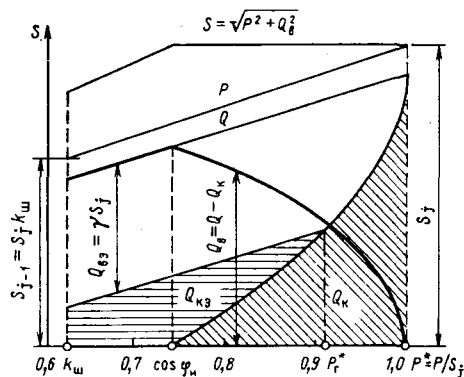


Рис. 1. Диаграмма оптимальных соотношений между номинальной мощностью цехового трансформатора и мощностью устанавливаемых батарей конденсаторов (Q_k — мощность батарей по условию снижения мощности трансформатора, $Q_{\text{к.э}}$ — по условию уменьшения приведенных затрат при экономическом сравнении НБК и ВБК)

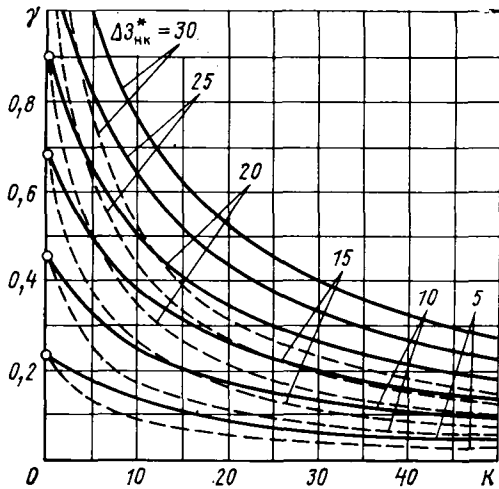


Рис. 2. Зависимость коэффициента экономической входной мощности цехового трансформатора $\gamma = Q - Q_{к.э}/S$ от обобщенных стоимостных и сетевых показателей

сти (14) для напряжения 6 кВ приведены на рис. 2; в [3] они даны и для напряжения 10 кВ.

Для мощностей трансформаторов 630—2500 кВ·А, при длинах питающих линий до 500 м и применяемых по условиям термической устойчивости сечениях кабелей применительно к нашим расчетам можно принять для радиальных линий $\gamma_6 = 0,4$ и $\gamma_{10} = 0,5$, а для магистральных линий $\gamma_6^M = 0,3$ и $\gamma_{10}^M = 0,45$. Найдем теперь соответствующие средние значения величин $Q_{к.э}^* = Q_{к.э}/S$. Согласно рис. 1 для них существуют три зоны, разграниченные точками $P_1^* = \cos \varphi_n$ и $P_2^* = P_r^*$, в которых $Q_{к.э}^*$ соответственно равны:

$$\text{при } k_{ш} \leq P^* \leq \cos \varphi_n \quad Q_{к.э}^* = Q^* - \gamma; \quad (15)$$

$$\text{при } \cos \varphi_n \leq P^* \leq P_r^* \quad Q_{к.э}^* = Q^* - Q_{к.э}^* - \gamma; \quad (16)$$

$$\text{при } P_r^* \leq P^* \leq 1 \quad Q_{к.э}^* = 0.$$

Интегрирование (15) и (16) по P^* в пределах первых двух зон с подстановкой $Q_{к.э}^*$ из (8) дает средние значения $Q_{к.э.с}^*$.

Снижение приведенных затрат определяется по формуле [11]:

$$\delta Z_3 = \frac{r_n + r_t}{U^2} C_0 Q_{к.э.с}^2, \quad (17)$$

или, учтя уже введенные обобщенные константы,

$$\delta Z_3 = \frac{\Delta \bar{Z}_{н.к}}{2\gamma S} Q_{к.э.с}^2. \quad (18)$$

Отнесем этот эффект к затратам на одну подстанцию:

$$\delta Z_3^* = \frac{\delta Z_3}{Z_{пс} S} = \frac{Z_{пс}^*}{2\gamma} (Q_{к.э.с}^*)^2. \quad (19)$$

Расчет среднего значения по (19) в пределах $k_{ш} \leq P^* \leq 1$ (рис. 1) сводится к определению коэффициента формы кривой $Q_{к.э}^* = f(P^*)$ с последующим использованием среднего значения $Q_{к.э.с}^*$. Данный коэффициент найдем из соотношения, связывающего его с аналогичным коэффициентом для интервала $k_{ш} - P_r^*$ [12], который

можно принять равным 1,15:

$$Z_{ф} = \sqrt{\frac{1 - k_{ш}}{P_r^* - k_{ш}}} 1,15 \approx 1,35,$$

что дает

$$Z_{э.с}^* \approx 1,8 \frac{Z_{пс}^*}{2\gamma} = \frac{0,45}{\gamma} (Q_{к.э.с}^*)^2. \quad (20)$$

Заметим, что установленная эффективность КРМ обусловлена учетом кусочно-постоянных составляющих Z_0 в затратах на ВБК, поскольку без их учета [8] уровень соответствующей компенсации существенно снижался вплоть до полного отказа от таковой.

Весьма существенно снижение капиталовложений (13—15 %) за счет понижения номинальной мощности трансформатора одиночных ПС на ступень не следует относить к эффекту оптимизации ввиду очевидности и простоты соответствующих решений. По иному обстоит дело с рассмотренной дополнительной установкой НБК с целью снижения приведенных затрат. Это снижение в сетях 6 кВ находится в пределах 2—9 % от стоимости ПС, что составляет 50—200 руб/МВ·А. Необходимо, однако, заметить, что эффективность определяется разницей между дополнительными затратами на НБК и стоимостью уменьшенных потерь. С помощью критериального анализа было получено следующее соотношение [13]:

$$\pi = \frac{\Delta Z}{C_0 \delta \Delta P} = \frac{2 \left(\frac{\Delta \bar{Z}_{н.к}}{Z_0} - 1 \right)}{2 \frac{\bar{Z}_{н.к}}{Z_0} - 1} = \frac{4}{5}. \quad (21)$$

Отсюда следует, что определение мощностей $Q_{к.э.с}^*$ должно вестись в условиях высокой достоверности исходных данных.

Оптимизация реактивной мощности синхронных двигателей. Учет составляющих Z_0 при экономическом сравнении СД и ВБК приводит к увеличению уровня загрузки двигателей по реактивной мощности. Оценим соответствующую эффективность в расчете на 1 МВт мощности СД.

Загрузка одиночного СД согласно прежней методике [8] равна

$$q_{с.д} = \frac{Z_{в.к1} - \frac{D_1}{Q_{с.д}} C_0}{2C_0 \frac{D_2}{Q_{с.д}}},$$

где D_1 и D_2 — паспортные показатели потерь СД, кВт; $Q_{с.д}$ — номинальная реактивная мощность.

Учет составляющей Z_0 в затратах на ВБК ведет к увеличению генерирования реактивной мощности:

$$\Delta q_{с.д} = \frac{\bar{Z}_{в.к1} - Z_{в.к1}}{2C_0 \frac{D_2}{Q_{с.д}}} = \frac{\Delta \bar{Z}_{в.к}}{2C_0 \frac{D_2}{Q_{с.д}}}. \quad (22)$$

Снижение приведенных затрат можно найти по формуле, аналогичной (18) для НБК:

$$\delta Z_{с.д} = \frac{\Delta \bar{Z}_{в.к}^2}{4C_0 \frac{D_2}{Q_{с.д}}} = \frac{\Delta \bar{Z}_{в.к}^2 P_{с.д} Q_{с.д} \operatorname{tg} \varphi_{с.д}}{4C_0 D_2}, \quad (23)$$

где $P_{с.д}$ и $\operatorname{tg} \varphi_{с.д}$ — номинальная активная мощность СД и его коэффициент реактивной мощности, обычно равный 0,5.

Относительное значение этого снижения с учетом ранее введенных стоимостных показателей равно

$$\delta\bar{z}_{с.д} = \frac{\delta z_{с.д}}{P_{с.д}} = \frac{\Delta \bar{z}_{в.к}^2 Q_{с.д}}{8 C_0 D_2} \approx 0,5 \frac{Q_{с.д}}{D_2}. \quad (24)$$

На рис. 3 показаны зависимости (24) для всей номенклатуры СД на напряжение 6 кВ, на основании которых эффективность оценена в 50—100 руб/МВт. Критериальный анализ структуры выражения (24) показывает, что независимо от конкретных стоимостных величин выигрыш в капиталовложениях в два раза превышает стоимость дополнительных потерь.

Изложенное выше позволяет сделать вывод, что экономический эффект от выбора КУ в промышленных сетях во многом определяется корректностью учета двух особенностей данной задачи — дискретного уменьшения трансформаторной мощности и наличия постоянных и кусочно-постоянных затрат на КУ. Упрощающее обстоятельство связано с разомкнутым режимом работы сетей, допускающим широкое применение простейшего эквивалентирования и методов декомпозиции, что позволяет использовать довольно простые модели.

На более высоком сетевом уровне — в сетях 110—330 кВ РЭС — математические особенности моделирования качественно меняются. С одной стороны, целевые функции упрощаются, поскольку чаще всего являются непрерывными. Однако сложно-замкнутая конфигурация этих сетей, их протяженность и постоянное развитие делают определяющими факторы режима, схемы и неопределенности. Первые два фактора обуславливают необходимость использования многомерных и сложно-нелинейных моделей, последний — направленных многовариантных расчетов. Здесь уже не удастся оценить эффект оптимизации КРМ с помощью упрощенных и в то же время обобщенных закономерностей, присущих промышленным сетям.

Питающие сети районных энергосистем. Оптимизация выбора потребительских КУ сводится здесь к рациональному распределению между узловыми подстанциями располагаемой реактивной мощностей Q_v системных источников. В результате для каждой подстанции задается экономически или технически обоснованная величина $Q_{ал}$. Характеризовать проектную эффективность КРМ в данных сетях следует относительно пропорциональной компенсации, при которой входные мощности $Q_{ал}$ пропорциональны активным нагрузкам подстанций, что до сих пор используется при проектировании энергосистем (для всех подстанций принимается $\text{tg}\varphi_i \approx 0,5$).

Рассматриваемая балансовая задача содержит две основные цели оптимизации — максимальное снижение потерь активной мощности и электроэнергии и максимально возможное повышение нижнего уровня напряжения U_m . Первая цель сводится к удовлетворению традиционного критерия $\text{max } \delta\Delta P$ с использованием стоимости потерь C_0 (см. выше). Достижение второй цели, актуальной для РЭС с местными дефицитами реактивной мощности, сопровождается понижением напряжений в близко расположенных к системным источникам узлах и, следовательно, выравниванием напряжения по сети. Поэтому критерий $\text{max } U_m$ для балансовой задачи по существу означает минимизацию среднеквадратичного отклонения напряжения по узлам от некоторого среднесетевого — $\text{min } \sigma_u$ либо $\text{max } \delta\sigma_u$, если $\delta\sigma_u$ — понижение величины σ_u относительно некоторого исходного режима.

Решения, отвечающие критериям $\text{max } \delta\Delta P$ и

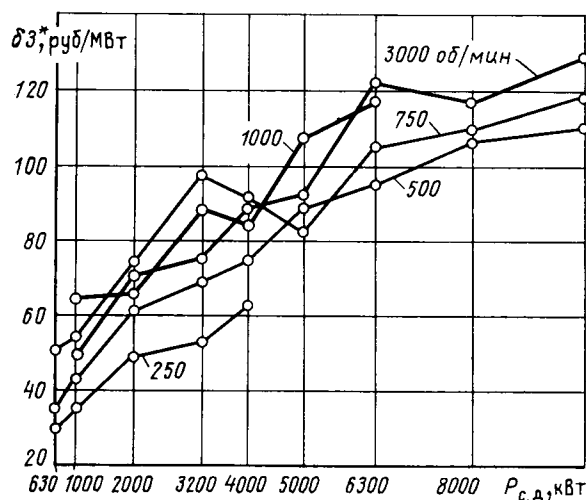


Рис. 3. Удельный экономический эффект от дополнительной загрузки синхронных двигателей по реактивной мощности при учете кусочно-постоянных капиталовложений ВБК

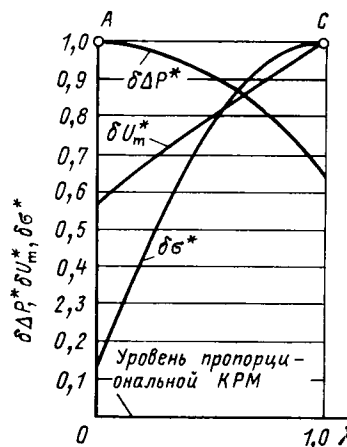


Рис. 4. Изменение технико-экономических показателей режима сети напряжением 110—330 кВ в области Парето

$\text{max } \delta\sigma_u$ и соответственно векторам Q_A и Q_C в точках A и C (рис. 4) не совпадают. Расчеты показали, что в качестве области компромиссов (области Парето) можно принять отрезок гиперпрямой, соединяющий указанные две точки. Некоторое промежуточное решение Q является тогда линейной комбинацией векторов Q_A и Q_C :

$$Q = Q_A (1 - \lambda) + Q_C \lambda; \quad 0 \leq \lambda \leq 1. \quad (25)$$

С помощью расчетов на эталонных моделях исследовались изменения ΔP , U_m и σ_u при движении от точки A к точке C. Для характерной схемы РЭС эти изменения нормировались по величинам ΔP_{max} , U_m^{min} и σ_u^{max} относительно режима пропорциональной компенсации:

$$\delta\Delta P^* = \frac{\Delta P_{\text{max}} - \Delta P(\lambda)}{\Delta P_{\text{max}} - \Delta P_{\text{min}}};$$

$$\delta U_m^* = \frac{U_m(\lambda) - U_m^{\text{min}}}{U_m^{\text{max}} - U_m^{\text{min}}};$$

$$\delta\sigma_u^* = 1 - \frac{\sigma_u(\lambda)}{\sigma_u^{\text{max}}}.$$

Величина Q_v в данных экспериментах принималась равной половине суммарной активной нагрузки $P_{а.с}$ энергосистемы, что отвечает реальным ресурсам потреби-

тельских КУ в настоящее и ближайшее время. Более того, специальными расчетами установлено, что эффективность оптимизации в части критериев $\delta\Delta P$ и δU_m описывается унимодельной кривой с максимумом в области $Q_B \approx (0,4-0,5) P_{a.c.}$. Об улучшении режима работы сети можно судить по соотношениям $\delta\Delta P_{\max} = \Delta P_{\max} - \Delta P_{\min} \approx (0,01-0,025) P_{a.c.}$ и $\delta\Delta P_{\max} \approx (0,15-0,25) \Delta P$. При этом диапазон изменения величины U_m составляет 5—12 % от U_n , что позволяет в ряде случаев полностью устранить местные дефициты реактивной мощности только за счет перераспределения мощности Q_B в соответствии с вектором Q_C .

Аналогичные расчеты с использованием квадратичных моделей позволили достигнуть 70 %-ного уровня снижения потерь относительно предельной величины $\delta\Delta P_{\max}$ и 50 %-ного уровня относительно величины $\delta U_m^{\max}$. Это свидетельствует о применимости данной модели в проектируемых энергосистемах с достаточно высокими уровнями напряжения.

Выводы. 1. Оптимизация выбора компенсирующих устройств в промышленных сетях с учетом разрывного характера целевых функций изменила структуру компенсации реактивной мощности в сторону более полного использования СД и батарей конденсаторов напряжением до 1000 В. Экономическая эффективность определяется: оптимизацией числа цеховых ПС в их концентрированных группах (40—100 руб/год на 1 МВ·А трансформаторной мощности за счет снижения капиталовложений);

оптимизацией соотношения между конденсаторными батареями напряжением до и свыше 1000 В, приводящей к снижению потерь активной мощности и электроэнергии (50—200 руб/год на 1 МВ·А трансформаторной мощности);

оптимизацией реактивной мощности СД при их экономическом сравнении с батареями конденсаторов напряжением свыше 1000 В (50—100 руб/год на 1 МВт мощности СД за счет снижения капиталовложений на батарею).

2. Выбор мощностей трансформаторов одиночных цеховых ПС по активной мощности (с установкой КУ) оправданы во всех случаях и снижает капиталовложения в ПС в среднем на 13—14 %.

3. Целесообразная потребность промышленных предприятий в батареях конденсаторов напряжением до 1000 В в среднем равна $\frac{Q_K}{P} = \operatorname{tg} \varphi_n - 0,5 \frac{\text{кВ} \cdot \text{А}}{\text{кВт}}$.

4. Проектная оптимизация распределения реактив-

ных мощностей в сетях РЭС напряжением 110—330 кВ с ограничением по системному балансу направлена на снижение потерь и повышение нижнего уровня напряжения (в дефицитных энергосистемах). В первом случае экономическая эффективность определяется уменьшением потерь не менее чем на 1 % мощности энергосистем при повышении нижнего уровня напряжения на 3—5 %, во втором случае этот уровень повышается на 5—12 % при уменьшении потерь не менее чем на 0,6 %.

5. Нижняя оценка экономического эффекта от оптимизации компенсации реактивной мощности при проектировании промышленных сетей и сетей РЭС составляет 1—1,5 руб/кВт год.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. О направлениях исследований в области компенсации реактивной мощности (дискуссия). — Электричество, 1981, № 10, 1983, № 5.
2. Инструкция по системному расчету компенсации реактивной мощности в электрических сетях. В кн.: Инструктивные материалы Главгосэнергонадзора. М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Указания по проектированию компенсации реактивной мощности в электрических сетях промышленных предприятий. — В кн.: Инструктивные указания по проектированию электротехнических установок. М.: Энергоатомиздат, 1984, № 1.
4. Ковалев И. Н., Сидельников В. И. Организация расчетов компенсации реактивных нагрузок в промышленных электросетях. — Промышленная энергетика, 1984, № 4.
5. Расчет потребности действующих промпредприятий в конденсаторных установках/Ю. С. Железко, А. В. Артемьев, А. П. Калюкин и др. — Промышленная энергетика, 1983, № 11.
6. Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности в сложных электрических системах. — М.: Энергоиздат, 1981.
7. Ковалев И. Н., Фадеев В. В. Квадратичная математическая модель при исследовании компенсации реактивной мощности. — Электричество, 1984, № 4.
8. Указания по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. — М.: Энергия, 1974.
9. Железко Ю. С., Артемьев А. В., Файницкий В. В. Определение стоимости потерь мощности и энергии в сетях при выборе компенсирующих устройств. — Промышленная энергетика, 1984, № 7.
10. Ковалев И. Н. Выбор экономического числа цеховых подстанций и уменьшение их мощности. — Промышленная энергетика, 1985, № 12.
11. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Один из методов компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 5.
12. Каялов Г. М. Методика опытных исследований в промышленной электроэнергетике. — Электричество, 1953, № 5.
13. Электрические системы: кибернетика электрических систем/Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, Ю. М. Горский и др.; Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1974.

[08.10.85]

УДК 621.319.44:621.314.57.001.24

Энергетические показатели системы «зарядно-разрядный преобразователь — емкостный накопитель»

МИХАЙЛОВ А. К., канд. техн. наук

Наметившаяся в последнее время тенденция к увеличению удельных параметров емкостных накопителей [1] делает их конкурентно-способными при сравнении с другими накопителями энергии аккумулирующих

электростанций (АкЭС) энергетических систем [2]. АкЭС с емкостным накопителем получила название емкостно-аккумулирующей электростанции (ЕАЭС). Кроме работы в энергосистеме, эти устройства могут выполнять

функции источников аварийного электроснабжения ответственных потребителей. Связующим звеном между накопителем и системой служит управляемый вентильный преобразователь. Энергетические показатели системы «зарядно-разрядный преобразователь — емкостный накопитель», т. е. составляющие мощности и к. п. д., определяют как воздействие ЕАЭС на энергосистему или потребитель, так и ее экономические характеристики.

В статье рассмотрено определение этих показателей в функции от напряжения на емкостном накопителе. При этом полученные характеристики в относительных единицах не зависят от таких различных для каждой ЕАЭС параметров, как время работы, емкость накопителя и т. д., что делает их универсальными и пригодными для любой ЕАЭС независимо от ее энергоемкости. Для того чтобы иметь полную характеристику работы ЕАЭС при любом законе регулирования, достаточно исследовать режимы работы при поддержании на постоянном уровне активной мощности на ее шинах и тока через накопитель. Первое условие определяется требованиями энергосистемы и потребителей, второе — потребностью в максимальном к. п. д. процесса. Любой другой вариант регулирования ЕАЭС может быть представлен как ряд сменяющих друг друга упомянутых режимов с разными значениями мощности или тока. Работа ЕАЭС сопровождается изменением напряжения емкостного накопителя. Поэтому естественно функцию регулирования режима работы возложить на зарядно-разрядный преобразователь, э. д. с. которого и будет определять интересующие нас параметры работы станции. В общем случае возможны два пути регулирования э. д. с. преобразователя — дискретное и плавное. Дискретное регулирование может осуществляться за счет переключения отдельных преобразователей из параллельного соединения в последовательное и наоборот в случае многомостовой схемы и за счет подключения преобразователей к трансформаторам с разным напряжением вентильных обмоток. Плавное регулирование осуществляется за счет изменения углов управления вентилей, причем для мощных многомостовых преобразователей, помимо симметричного, может оказаться целесообразным поочередное регулирование мостов, позволяющее несколько снизить потребляемую реактивную мощность. (В последнем случае возможен только режим работы при постоянстве тока через накопитель.)

С другой стороны, при значениях запасенной накопителем энергии порядка 10^{10} — 10^{13} Дж указанное изменение напряжения на емкостном накопителе за достаточно длительный с точки зрения переходного процесса заряда-разряда конденсатора интервал времени, например, за 10 периодов промышленной частоты (60 интервалов повторяемости шестифазного моста) составляет соответственно 10^{-3} — 10^{-5} от напряжения на накопителе. При столь малых изменениях напряжения весь процесс заряда и разряда емкостного накопителя может быть представлен как ряд сменяющих друг друга установившихся режимов с соответствующими э. д. с. на стороне постоянного тока преобразователя.

Кроме того, при определении режимов работы преобразователя будем принимать значения активных сопротивлений схемы равными нулю, что, как известно, в случае мощных преобразователей не вносит в результаты заметной погрешности. Естественно, при определении к. п. д. активные сопротивления будут учтены.

Многомостовой преобразователь в случае подключения к его шинам переменного тока фильтров высших гар-

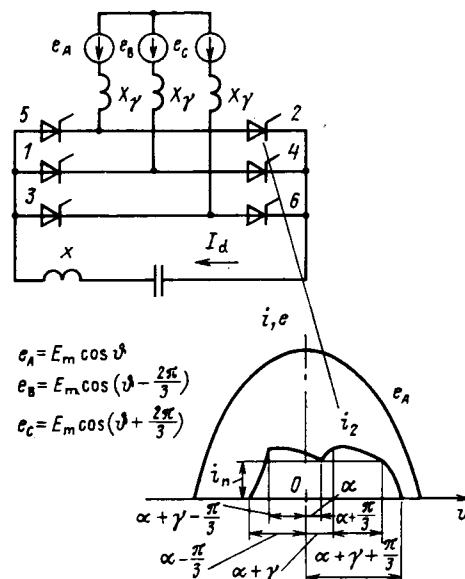


Рис. 1. Схема эквивалентного одномостового преобразователя и кривая его фазного тока

монических, что исключает взаимное влияние отдельных мостов, может быть представлен эквивалентным одномостовым преобразователем. Условия эквивалентирования для последовательно и параллельно соединенных мостов могут быть соответственно записаны как

$$\left. \begin{aligned} E_{m1} &= N E_{mN}; \\ X_{\gamma 1} &= N X_{\gamma N}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} E_{m1} &= E_{mN}; \\ X_{\gamma 1} &= X_{\gamma N}/N; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где E_{m1} и $X_{\gamma 1}$ — амплитуда фазной э. д. с. и реактанс коммутации эквивалентного одномостового преобразователя; E_{mN} и $X_{\gamma N}$ — амплитуда фазной э. д. с. и реактанс коммутации эквивалентруемых преобразователей.

Таким образом, исследование интересующих нас характеристик проводится для схемы эквивалентного одномостового преобразователя, работающего на э. д. с. E . Такое эквивалентирование может быть проведено для емкостного накопителя в случае рассмотренного выше квазиустановившегося процесса (рис. 1). Индуктивное сопротивление реактора в цепи э. д. с. имеет в общем случае произвольное значение X на основной частоте, определяемое в основном отключающей способностью коммутационного аппарата. Последний включается последовательно с емкостным накопителем с целью его защиты от к. з. Так как коммутация постоянного тока облегчается с уменьшением индуктивности цепи его протекания, индуктивность реактора может оказаться соизмеримой с индуктивностью контура коммутации преобразователя. Постоянный ток при этом не может считаться идеально сглаженным, однако увеличение гармоник в цепи постоянного тока преобразователя не играет решающей роли в силу ее малой протяженности.

Форма тока вентиль 2 преобразователя, работающего с углом управления α и имеющего угол коммутации γ , представлена на рис. 1. Аналитические зависимости для пяти интервалов этого тока в относительных единицах представлены в табл. 1 (приложение).

За базисные величины приняты $U_6 = E_{m1}$, $X_6 = X_{\gamma 1}$; $I_6 = U_6/X_6$. В относительных единицах обозначены $j =$

где $W_{\text{зап}}$ — энергия, запасенная в емкостном накопителе; W_R — потери энергии в активных сопротивлениях при заряде или разряде.

Величина $W_{\text{зап}}$ в (4), (5) может быть определена как

$$W_{\text{зап}} = \int_0^{t_{\text{п.п}}} P dt, \quad (6)$$

где $P = I_d U_c$ — активная мощность, проходящая через емкостный накопитель.

Величина потерь энергии определяется как

$$W_R = \Delta W_T + \Delta W_M + \Delta W_d, \quad (7)$$

где ΔW_T — потери в трансформаторах; ΔW_M — потери в вентиллях мостов; ΔW_d — потери в реакторе и ошиновке цепи постоянного тока.

Рассмотрим каждую из составляющих потерь. Потери в активном сопротивлении трансформаторов R_T , приведенном к напряжению вторичной стороны U_2 , от протекания полного фазного тока вторичной обмотки I определяются как

$$\Delta W_T = \int_0^{t_{\text{п.п}}} 3I^2 R_T dt, \quad (8)$$

$$\text{где } R_T = \Delta P_{\text{к.з}} \frac{U_{2\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}^2}.$$

Потери в вентиле ΔW_0 складываются из двух составляющих: потерь, обусловленных прямым падением напряжения на вентиле U_0 , и потерь, обусловленных динамическим сопротивлением вентилля R_d . Величины U_0 и R_d будем считать постоянными.

Таким образом,

$$\Delta W_B = \int_0^{t_{\text{п.п}}} U_0 I_{\text{в.ср}} dt + \int_0^{t_{\text{п.п}}} I_{\text{в.д}} R_d dt, \quad (9)$$

где $I_{\text{в.ср}} = \frac{I_d}{3}$ — среднее значение анодного тока вентилля; $I_{\text{в.д}} = I/\sqrt{2}$ — действующее значение анодного тока вентилля.

Потери для моста из шести вентилей определяются как

$$\Delta W_M = 2U_0 \int_0^{t_{\text{п.п}}} I_d dt + 3R_d \int_0^{t_{\text{п.п}}} I^2 dt. \quad (10)$$

Потери в суммарном сопротивлении R_d реактора постоянного тока и в ошиновке на стороне постоянного тока, сопротивление которой в силу возможной удаленности преобразователя от накопителя необходимо учитывать, определяются как

$$\Delta W_d = \int_0^{t_{\text{п.п}}} I_d^2 R_d dt. \quad (11)$$

Переходя к принятым основным единицам, учитывая $I = \frac{\sqrt{2}}{3} S$ и заменяя в (6) — (11) переменные на основании выражения

$$I_d = C \frac{de}{dt}, \quad (12)$$

можно записать (4) — (5) в виде

$$\eta_a = \frac{\int_{e_H}^{e_K} \frac{P}{I_d} de}{\int_{e_H}^{e_K} \frac{P}{I_d} de + \frac{2}{3} (R_T + R_d) \int_{e_H}^{e_K} \frac{S^2}{I_d} de + R_d \int_{e_H}^{e_K} I_d de + 2U_0 \int_{e_H}^{e_K} de}; \quad (13)$$

$$\eta_p = 1 - \frac{\frac{2}{3} (R_T - R_d) \int_{e_H}^{e_K} \frac{S^2}{I_d} de + R_d \int_{e_H}^{e_K} I_d de + 2U_0 \int_{e_H}^{e_K} de}{\int_{e_H}^{e_K} \frac{P}{I_d} de}. \quad (14)$$

Формулы для определения к. п. д., полученные путем преобразования (13), (14) при требуемых законах регулирования, приведены в табл. 2 (приложение).

Таким образом, мы получили выражения для к. п. д. преобразователя в функции от разности напряжений на накопителе Δe , не зависящие ни от емкости накопителя, ни от времени заряда. Это делает их универсальными и позволяет использовать для любого типа зарядно-разрядных преобразователей независимо от параметров накопителя. Определение интегралов от функций S и I_d может быть произведено графически по уже имеющимся соответствующим зависимостям.

На рис. 2 приведены зависимости к. п. д. преобразователя для режимов $P = \text{const}$ и $I_d = \text{const}$ ($P = 0,2$; $I_d = 0,15$; $x = 1$). По оси абсцисс откладывается величина Δe . При расчете принимались следующие значения активных сопротивлений и напряжения в о. е.: $R_d = 0,012$; $R_T + R_d = 0,023$; $U_0 = 0,002$.

Перейдем к определению потерь в сопротивлении утечки конденсаторной батареи. Для этого необходимо представить его эквивалентной схемой, содержащей параллельно включенную емкость C и сопротивление утечки R_y . Ток через R_y конденсатора, напряжение на котором равно u_c , определяется как $i_y = u_c / R_y$. Тогда потери в накопителе за суммарное время его работы t_{Σ} , включая время хранения энергии, равны

$$\Delta W_c = \int_0^{t_{\Sigma}} \frac{u_c^2}{R_y} dt. \quad (15)$$

Напряжение u_c за счет саморазряда изменяется по закону $u_c = Ue^{-t/R_y C}$, где U — напряжение на конденсаторе в начальный момент времени, от которого начинают отсчитывать величину потерь. В режиме хранения энергии U постоянно и равно напряжению U_K , до которого заряжен конденсатор. При этом (15) имеет вид

$$\Delta W_{\text{с.хр}} = \frac{CU_K^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2\theta}{RC}} \right), \quad (16)$$

где θ — время хранения энергии между полуволнами.

Снижение напряжения на накопителе за счет саморазряда необходимо учитывать в начале цикла разряда. Перед выдачей мощности ЕАЭС емкостный накопитель должен быть подзаряжен до величины U_K .

При заряде и разряде конденсатора величина U изменяется во времени в общем случае по произвольному закону. В режиме заряда конденсатора постоянным по амплитуде током I_d напряжение U_c изменяется

по линейному закону $U_c = \frac{I_d}{C} dt$, и (15) для случая нулевого начального напряжения на конденсаторе имеет вид

$$\Delta W_{с.з.р} = \frac{I_d^2 t_3^3}{3C^2 R_y}. \quad (17)$$

При расчете к. п. д. ЕАЭС необходимо учитывать также потери на собственные нужды. Для преобразовательного устройства ЕАЭС они не будут отличаться от потерь на собственные нужды подстанции электропередач постоянного тока.

Выводы. 1. Рост удельной емкости конденсаторов

позволяет использовать их в качестве накопительных элементов емкостно-аккумулирующих электростанций (ЕАЭС).

2. Рассмотренные энергетические характеристики зарядно-разрядного преобразователя, работающего на емкостный накопитель, позволяют полностью определить схему и режимы работы ЕАЭС.

3. Приведенный метод определения энергетических характеристик позволяет получить результаты в виде универсальных зависимостей составляющих мощности, тока и к. п. д. в функции от напряжения на емкостном накопителе. Это дает возможность использовать их для ЕАЭС с любой запасенной энергией и временем работы.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 1

Номер ветвей, проводящих ток	Интервал ϑ	i_2
1, 2, 6	$\left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right) \div \left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3} \right)$	$i_2 = \sqrt{3} \left[\cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) - \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \frac{3(x+1)}{2x+3} \times$ $\times \left[\cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) - \sin \alpha \right] - \frac{\varepsilon}{2x+3} \left(\vartheta - \alpha + \frac{\pi}{3} \right)$
1, 2	$\left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3} \right) \div \alpha$	$i_2 = \frac{\sqrt{3}}{x+2} \left[\cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right) \right] - \frac{\varepsilon}{x+2} (\vartheta - \alpha) + i_n$
1, 2, 3	$\alpha \div (\alpha + \gamma)$	$i_2 = \frac{3}{2x+3} (\sin \vartheta - \sin \alpha) - \frac{2\varepsilon}{2x+3} (\vartheta - \alpha) + i_n$
2, 3	$(\alpha + \gamma) \div \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right)$	$i_1 = -\frac{\sqrt{3}}{x+2} \left[\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) - \cos \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \frac{\varepsilon}{x+2} \left(\vartheta - \alpha - \frac{\pi}{3} \right) + i_n$
2, 3, 4	$\left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \div \left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{3} \right)$	$i_2 = \sqrt{3} \left[\cos \left(\alpha + \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) \right] \frac{3(x+1)}{2x+3} \times$ $\times \left[\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} \right) + \sin (\alpha + \gamma) \right] - \frac{\varepsilon}{2x+3} \left(\vartheta - \alpha - \gamma - \frac{\pi}{3} \right)$

Таблица 2

Закон регулирования	η
Симметричный $S = \text{const}$	$\eta_a = \frac{\frac{\varepsilon_K + \varepsilon_H}{2}}{\frac{\varepsilon_K + \varepsilon_H}{2} + \frac{2}{3} (R_T + R_d) \frac{S^2}{I_d} + R_d I_d + 2U_0}$ $\eta_p = 1 - \frac{\frac{2}{3} (R_T + R_d) \frac{S^2}{I_d} + R_d I_d + 2U_0}{\frac{\varepsilon_K + \varepsilon_H}{2}}$
Симметричный $P = \text{const}$	$\eta_a = \frac{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2}}{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2} + \frac{2}{3} (R_T + R_d) \int_{\varepsilon_H}^{\varepsilon_K} \frac{S^2}{I_d} d\varepsilon + P R_d \ln \frac{\varepsilon_K}{\varepsilon_H} + 2U_0 (\varepsilon_K - \varepsilon_H)}$

Продолжение табл. 2

Закон регулирования	η
	$\eta_p = 1 - \frac{\frac{2}{3} (R_T + R_d) \int_{\varepsilon_H}^{\varepsilon_K} \frac{S^2}{I_d} d\varepsilon + PR_d \ln \frac{\varepsilon_K}{\varepsilon_H} + 2U_0 (\varepsilon_K - \varepsilon_H)}{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2}}$
Поочередный $I_d = \text{const}$	$\eta_a = \frac{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2}}{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2} + \frac{2}{3} (R_T + R_d) \frac{1}{I_d} \int_{\varepsilon_H}^{\varepsilon_K} S^2 d\varepsilon + R_d I_d (\varepsilon_K - \varepsilon_H) + 2U_0 (\varepsilon_K - \varepsilon_H)}$ $\eta_p = 1 - \frac{\frac{2}{3} (R_T + R_d) \frac{1}{I_d} \int_{\varepsilon_H}^{\varepsilon_K} S^2 d\varepsilon + R_d I_d (\varepsilon_K - \varepsilon_H) + 2U_0 (\varepsilon_K - \varepsilon_H)}{\frac{\varepsilon_K^2 - \varepsilon_H^2}{2}}$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лидоренко Н. С. Аномальная электрическая емкость и экспериментальные модели гиперпроводимости. — Доклады АН СССР, 1974, т. 216, № 6.

2. Функциональные возможности накопителей электрической энергии в энергосистемах/Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, А. М. Иванов и др. — Электричество, 1983, № 4.

3. Михайлов А. К. Графо-аналитический метод расчета переходных процессов вентильного преобразования. — Электричество, 1981, № 10.

4. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем/Л. Р. Нейман, С. Р. Глинтерник, А. В. Емельянов и др. — М. — Л.: Изд-во АН СССР, 1962.

[10.01.86]

УДК 621.316.925.2.004.5

Тесты для устройств релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах

ЖУКОВ С. Ф., канд. техн. наук
Ждановский металлургический институт

Развитие техники релейной защиты и автоматики (РЗА) происходит в направлении разработки новых принципов и алгоритмов функционирования, обеспечивающих более высокий уровень надежности электрооборудования потребителей.

Внедрение новых принципов стало возможным в результате широкого применения для реализации устройств РЗА микроэлектронной элементной базы — интегральных микросхем (ИМС) и средств микропроцессорной техники [1], которое позволило повысить надежность и быстродействие устройств РЗА, снизить потребление энергии в измерительных цепях, увеличить точность, уменьшить вес и габариты и т. д., однако наряду с этим усложнило задачу определения работоспособности и поиска дефектов как в процессе производства, так и особенно в процессе эксплуатации [2]. Если для устройств РЗА на электромеханических элементах задачи диагностирования, т. е. анализ модели устройства с целью построения тест-программы, реализация этой программы и обработка полученных результатов, рассмотрены подробно и в значительной мере решены [3], то для устройств на бесконтактной элементной базе традиционный подход, базирующийся на использовании таблицы функций неисправностей, оказался неприемлемым. Основная причина этого заключается в необходимости обработки значительных мас-

сивов информации, особенно при рассмотрении реальных условий, когда в структуре диагностируемой системы РЗА могут возникнуть не одиночные, а кратные неисправности. В общем случае процесс диагностирования включает в себя ряд этапов [4]:

- разработку математической модели объекта диагностирования (ОД) и модели дефекта;
- анализ модели ОД с целью построения тест-программы;
- реализацию тест-программы и обработку результатов диагностирования.

Особенность математического моделирования устройств РЗА на бесконтактных элементах заключается в том, что понятие «физический дефект» играет второстепенную роль, т. е. физический дефект рассматривается лишь как причина логического («константного») дефекта для логической части и дефекта, выражающегося в изменении коэффициента передачи измерительных органов.

Под «константным» дефектом понимается постоянное значение сигнала на входе или выходе логического элемента, не зависящее от состояний входов схемы и состояний других элементов. Обозначим символом $\equiv 0$ константную неисправность типа постоянного нулевого сигнала и $\equiv 1$ — типа постоянного единичного сигнала.

В настоящей статье рассмотрено решение задачи построения тестов для логической части РЗА и обработки результатов диагностирования.

При анализе логической части устройств РЗА на ИМС целесообразен структурный подход, когда математической моделью является логическая сеть, представляющая собой совокупность функциональных (логических) элементов, связей, входных и выходных полюсов. В нашем рассмотрении схема логической части РЗА на ИМС отождествляется с логической сетью.

При структурном подходе в схеме выделяются так называемые существенные (активизированные) пути, на использовании которых в диагностических целях впервые было указано в [5].

Рассмотрим элемент логической схемы D_j , реализующий одну из функций принятого базиса, с входами $x_1, \dots, x_i, \dots, x_m$; $x_i \in \{0, 1\}$, $i=1, \dots, m$ (рис. 1). Считаем, что в процессе диагностирования имеется доступ к выходу и всем входам. При проверке, например, входа x_i целесообразно подобрать такую комбинацию значений остальных входов $x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_m$, чтобы выход Z_j определялся значением x_i , т. е. $Z_j = x_i$ (символ $\sim$ означает, что x_i может принимать как единичное, так и нулевое значения). Тогда любой дефект проверяемого входа, приводящий к изменению выходного сигнала, будет отмечен на выходе элемента как инверсия правильного значения Z_j . Но в общем случае выходы элементов, в том числе Z_j , недоступны, т. е. отделены от физического выхода схемы элементами $D_{j+1}, \dots, D_k$. Задача состоит в подборе комбинаций входных сигналов, при которых активизировались бы одновременно входы $x_i, Z_j, Z_{j+1}, \dots$ элементов таким образом, чтобы $Z_j = x_i$, $Z_{j+1} = Z_j$; $Z_k = Z_{k-1}$. Тогда искажение сигнала, вызванное дефектом, на любой из линий $x_i, Z_j, Z_{j+1}, \dots, Z_k$ проявится на выходе схемы Z_k инверсией правильного значения. Таким образом выделяется существенный (активизированный) путь, т. е. перечень связанных между собой логических элементов (оканчивающихся выходным элементом), дефект на любом участке которого приводит к инверсии правильного значения выхода схемы. Для полной проверки существенного пути нужно «пропустить» через него оба логических значения сигнала — 1 и 0, придав поочередно их входу схемы, с которого начинается этот путь. В [6] был предложен метод построения тестов для устройства РЗ и ИМС, реализующий идею активизации многих путей в схеме и дающий значительно лучшие результаты в плане полноты тестов. Однако методы активизации как одного (одномерного), так и многих путей в схеме направлены на построение проверяющих тестов.

Таким образом, целью настоящего исследования явилась разработка метода построения тестов, базирующегося на идее активизации многих путей в схеме и использовании диагностической способности проверяющих тестов.

На первом этапе осуществляется построение тестов для элементов выбранного базиса, на которых реализована схема. Суть построения такого элементарного теста заключается в определении значений входных переменных элемента, обеспечивающих активизацию существенного пути от проверяемого входа на выход элемента. Для выхода элемента можно записать $Z = \tilde{x}_i$ при условии $\tilde{x}_i f_i = \tilde{x}_i$, где f_i — логическая функция переменных $(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_m)$. Вышеприведенное равенство справедливо при $f_i = 1$.

Минимальные тесты, проверяющие входы и выходы логических элементов ИЛИ, ИЛИ—НЕ, И, И—НЕ, НЕ, изобразим в табличном виде:

	x_1	x_2	x_3	$Z_{\text{или}}$	
1	1	0	0	1	; (1)
2	0	1	0	1	
3	0	0	1	1	
4	0	0	0	0	

$$Z_{\text{или}} = x_1 \vee x_2 \vee x_3$$

	x_1	x_2	x_3	$Z_{\text{или-не}}$	
1	1	0	0	0	; (2)
2	0	1	0	0	
3	0	0	1	0	
4	0	0	0	1	

$$Z_{\text{или-не}} = \overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3}$$

	x_1	x_2	x_3	$Z_{\text{и}}$	
1	0	1	1	0	; (3)
2	1	0	1	0	
3	1	1	0	0	
4	1	1	1	1	

$$Z_{\text{и}} = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3$$

	x_1	x_2	x_3	$Z_{\text{и-не}}$	
1	1	1	1	1	; (4)
2	1	0	1	1	
3	1	1	0	1	
4	1	1	1	0	

$$Z_{\text{и-не}} = \overline{x_1 \wedge x_2 \wedge x_3}$$

	x	$z_{не}$
1	0	1
2	1	0

$z_{не} = \bar{x}$

(5)

По существу перечисленные тесты являются таблицами состояний функции f_i . Таким образом, функцию f_i для элементов ИЛИ, ИЛИ-НЕ, И, И-НЕ, НЕ можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} f_{i \text{ или (или-не)}} &= \bar{x}_1 \bar{x}_2 \dots \bar{x}_{i-1} \bar{x}_{i+1} \dots \bar{x}_m; \\ f_{i \text{ и (и-не)}} &= x_1 x_2 \dots x_{i-1} x_{i+1} \dots x_m; \\ f_{i \text{ не}} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В (1) — (5) первые три тестовых воздействия проверяют соответствующие входы элементов, последние — выходы.

При проверке элемента НЕ необходимо подать на его вход оба значения переменной x согласно (5).

Теперь можно сформулировать первые два требования к тесту, проверяющему комбинационную схему, составленную из перечисленных логических элементов:

1. Рассматриваемый вход (выход) элемента проверяется, если, во-первых, сигнал на входе (выходе) принимает значения по (1) — (5) и, во-вторых, существует хотя бы один выход схемы, на котором сигнал изменяется на противоположный, если изменяется сигнал на рассматриваемом входе (выходе).

2. Совокупность тестовых воздействий является тестом для схемы, если проверяется каждый вход каждого элемента схемы и выходы элементов, являющиеся выходами комбинационной схемы.

В схемах РЗА на ИМС в качестве элементов памяти используются триггеры, но могут также иметь место обратные связи, охватывающие группу логических элементов. Поведение схем РЗА с памятью (в том числе с обратными связями) зависит не только от значений входов, но также и от внутренних состояний, т.е. состояний памяти.

Следовательно, одно и то же устройство в ответ на одну и ту же последовательность диагностических воздействий может дать различные выходные последовательности в зависимости от начального состояния элементов памяти. Эта особенность схем делает необходимой установку элементов памяти в определенное состояние перед подачей диагностических воздействий. Кроме того, на последовательность подачи воздействий в схемах с памятью накладываются ограничения, связанные с возможностью возникновения на входах элементов памяти запрещенных комбинаций, сигналов, приводящих к «состязаниям» сигналов в отдельных цепях.

Классический подход к экспериментам над автоматами с памятью, рассматриваемыми как «черный ящик», сформулирован в [7, 8]. Однако менее трудоемким, но обеспечивающим достаточную глубину поиска дефектов и полную охвата аппаратуры, является структурный подход, при котором триггеры и схемы, охваченные контурами обратных связей, рассматриваются в качестве компонентов логической сети, содержащей также комбинационную часть.

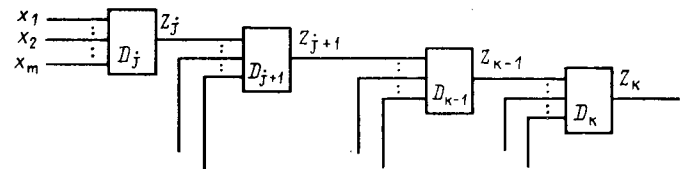


Рис. 1. Существенный (активизированный) путь в логической схеме

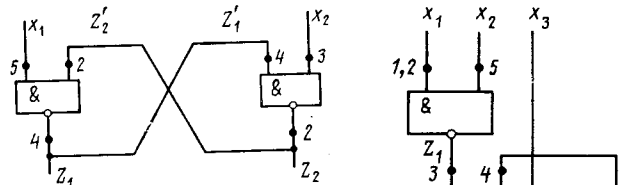


Рис. 2. Схема триггера на логических элементах

Рис. 3. Схема с контуром обратной связи

Таким образом, при проверке элементов памяти требуется, во-первых, учесть неопределенность начального состояния и, во-вторых, обеспечить определенную последовательность тестовых воздействий. Связь в элементе памяти — вход или выход логического элемента, входящего в триггер или схему с контуром обратной связи, — считается проверенной данным тестовым воздействием, если при изменении ее состояния на противоположное изменится на противоположное состояние хотя бы одного выхода элемента памяти.

На рис. 2 приведена схема триггера, а ниже, в табличном виде — минимальный тест, проверяющий все связи схемы. Связи отмечены номерами тестовых воздействий, проверяющих их. Первое тестовое воздействие является установочным и определяет начальное состояние триггера.

	x_1	x_2	z_1	z_2
1	0	1	1	0
2	1	1	1	0
3	1	0	0	1
4	1	1	0	1
5	0	1	1	0

(7)

Схема элемента памяти с контуром обратной связи показана на рис. 3, а, минимальный тест в табличном виде с установочным воздействием номер 1 приведен ниже. В общем случае в контур обратной связи могут входить более двух элементов и сам контур может являться частью других контуров.

	x_1	x_2	x_3	z_1	z_2	z_3
1	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	1	0	1
3	1	1	1	0	1	0
4	1	0	1	1	1	0
5	1	0	0	1	0	1

(8)

Подход к выбору тестовых последовательностей в этих случаях остается прежним, но особое внимание следует уделять вопросам предотвращения «состязаний» сигналов. Одним из способов исключения «состязаний» является трюичное моделирование исправной и неисправных схем [9].

Характерной особенностью схем РЗА является наличие в них большого числа элементов выдержки времени. Для бесконтактных элементов выдержки времени, выполненных на высоконадежных компонентах, прошедших тщательный входной контроль и тренировку и имеющих большой ресурс, значительные колебания длительности выдержек времени из-за ухода параметров, например, ввиду старения компонентов, маловероятны. Катастрофические отказы компонентов, приводящие к ложным срабатываниям элементов выдержки времени или отказам в срабатывании, могут быть описаны как постоянные дефекты $\equiv 0$ или $\equiv 1$, выражающиеся в постоянстве сигнала на входе или выходе элемента. Тогда при построении теста элемент выдержки времени рассматривается как, например, одновходовой элемент ИЛИ, таблица минимального теста которого имеет вид (1).

Таким образом, выше рассмотрены процедуры построения тестов для логических элементов, комбинационных схем, триггеров, схем с контурами обратных связей и элементов выдержки времени. Схемы устройств РЗА включают в себя в различных комбинациях все эти составляющие.

Третье требование к тесту исходя из условия проверки всех связей в схеме РЗА можно сформулировать следующим образом:

3. Связь в схеме устройства РЗА считается проверенной при определенном (установленном) состоянии элементов памяти и подаче тестового воздействия, если изменение сигнала на ней приводит к изменению сигнала хотя бы на одном внешнем выходе схемы.

Тест считается полным, если каждая связь в схеме проверяется при подаче хотя бы одного тестового воздействия.

Второй этап построения теста заключается в нахождении совокупности тестовых воздействий и последовательности подачи их на схему, обеспечивающей полную проверку связей.

На третьем этапе производится доопределение тестовых воздействий с целью обеспечения требуемой глубины поиска дефектов.

Процедуры построения теста, подготовки эксплуата-

ционной документации и обработки результатов диагностирования рассмотрим на примере схемы логической части дистанционной защиты, входящей в комплект защит ЛЭП 110—330 кВ ШДЭ-2801 [10].

На рис. 4 изображен фрагмент схемы I и II ступеней дистанционной защиты. На схеме символами x_1, x_2, x_3 обозначены входы логической части, на которые поступают сигналы от реле сопротивления I ступени; x_4, x_5, x_6 — от реле сопротивления II ступени для тех же фаз; x_7 — вход от блокировки при качаниях быстродействующих ступеней; x_8 — вход от блокировки при качаниях медленнодействующих ступеней; x_9 — вход от блокировки при неисправностях в цепях переменного напряжения; x_{10} — вход «сброс сигнализации»; x_{11} — цепь ускорения защиты при включении выключателя.

Выходы схемы обозначены символами Z : Z_1 — цепь сигнала отключения выключателя; Z_2, Z_3, Z_4 — цепи сигнализации срабатывания соответственно I ступени без выдержки времени, II ступени с меньшей выдержкой времени, II ступени с большей выдержкой времени.

Обозначения элементов на схеме соответствуют обозначениям в рабочей документации, за исключением элемента $DD.1$, который соответствует диодной сборке соответственно $VD_{10}, VD_{11}, VD_{13}$.

Тест для схемы составляется исходя из сформулированных выше требований к проверяемому тесту.

Выбирается установочное воздействие. Для устройств РЗА целесообразно выбирать этот набор входных переменных таким, чтобы он соответствовал нормальному режиму работы защищаемого объекта, т. е. основной схеме первичных соединений при отсутствии повреждений на защищаемых объектах.

На схеме наносятся значения сигналов на входах и выходах элементов, т. е. осуществляется продвижение от входов схемы к ее выходам — прямая фаза [4]. Установочным воздействием для схемы на рис. 4 будет набор входных переменных $\{x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_7 x_8 x_9 x_{10} x_{11}\} = \{11111111101\}$. Значение $x_{10} = 0$ позволяет осуществить сброс сигнализации, т. е. установить триггеры $DS2, DS3, DS4$ в определенное состояние. В заданное состояние устанавливаются также элементы памяти с обратными связями $D1.1—D5.1, D3.1—D5.4, D3.2—D6.1$.

На схеме (рис. 4) значения сигналов для случая подачи установочного воздействия проставлены в скобках. Подается первое тестовое воздействие, соответствующее режиму к. з. в первой зоне с запуском блокировки от качаний быстродействующих и медленнодействующих ступеней — $\{x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_7 x_8 x_9 x_{10} x_{11}\} = \{01101100111\}$. На схеме проставляются значения сигналов на входах и выходах элементов с учетом предыдущего (после подачи установочного воздействия) состояния элементов памяти. Первому воздействию соответствуют значения сигналов, проставленные без скобок. На следующем шаге выделяются проверяющиеся связи. Проверимость связей определяется на основании трех сформулированных выше требований.

Выбирается один из выходов, например Z_1 , и по направлению от него ко входам схемы поочередно для каждого элемента, связанного с этим выходом непосредственно или через другие элементы, выделяются проверяющиеся входы по (1) — (5). Для выделенных входов проверяется выполнение вышеуказанных требований. Если требования проверяемости для рассматриваемой связи выполняются, то связь проверяется при первом тестовом воздействии.

Информация о проверяемости связей для последующего поиска дефектов сводится в таблицу существенных путей, столбцы которой обозначены номерами связей (номера на рис. 4 проставлены в разрывах линий у входов элементов).

Номера элементов в таблице записываются слева направо, начиная с элементов, выходы которых являются выходами схемы: $D4.2$ (Z_1), $DS2$ (Z_2), $DS3$ (Z_3), $DS4$ (Z_4). Затем берутся элементы, выходы которых являются входами ранее записанных элементов; это продолжается, пока не будут записаны элементы, входами которых являются внешние входы схемы. Такая процедура сходна с процедурой «ранжирования» элементов [3].

Устанавливаем, что проверяется выход элемента $D4.2$, являющийся внешним выходом схемы Z_1 ($Z_1=0$). В клетке на пересечении строки Z_1 и столбца $D4.2$ проставляется значение сигнала на этой связи — 0. Следующие элементы, выходы которых являются входами $D4.2$, это элементы $D7.1$ и $D7.2$ (1). У них проверяются входы. В столбцах $D7.1$ (1) и $D7.2$ (1) проставляются нули. Дальнейший существенный путь пролегает через элементы $D5.2$ и $D2.1$ и определяется его начало — вход 1 элемента $D2.1$. В столбце $D2.1$ (1) проставляется 0. Это продвижение от выходов схемы к входам называется обратной фазой и приводит к выделению одномерного существенного пути. Выбирается следующий по порядку выход схемы — Z_2 — и вновь реализуется описанная процедура, т. е. выделяется следующий существенный путь. Выбирается выход Z_3 и т. д. Проверяющиеся элементы и связи на рис. 4 отмечены знаком *. После того, как в таблице оказываются отмеченными все проверяющиеся при подаче первого воздей-

ствия связи, задается новое тестовое воздействие и на схеме проставляются состояния входов и выходов элементов с учетом предыдущего состояния элементов памяти. Связи, проверенные при предыдущих тестовых воздействиях, считаются исправными и при подаче последующих воздействий не проверяются, т. е. в каждом столбце таблицы достаточно иметь только один нуль. Составление теста заканчивается тогда, когда все связи в таблице оказываются отмеченными.

Выбор тестовых воздействий для схем может осуществляться либо случайным образом, либо путем задания значений выходных сигналов схемы и реализации вначале обратной фазы продвижения с целью выделения существенных путей, а затем прямой фазы для доопределения состояния входов схемы. В первом случае тест может иметь большую избыточность, во втором — очень часто возникают труднопреодолимые противоречия при доопределении.

Для устройств РЗА может быть рекомендован подход, заключающийся в том, что в качестве тестовых выбираются воздействия, соответствующие проверочным режимам, регламентируемым соответствующими инструкциями. Число их невелико. Так, например, для рассматриваемого случая дистанционной защиты — это к. з. в I и II зонах при различных сочетаниях замкнувшихся фаз и различных значениях сигналов

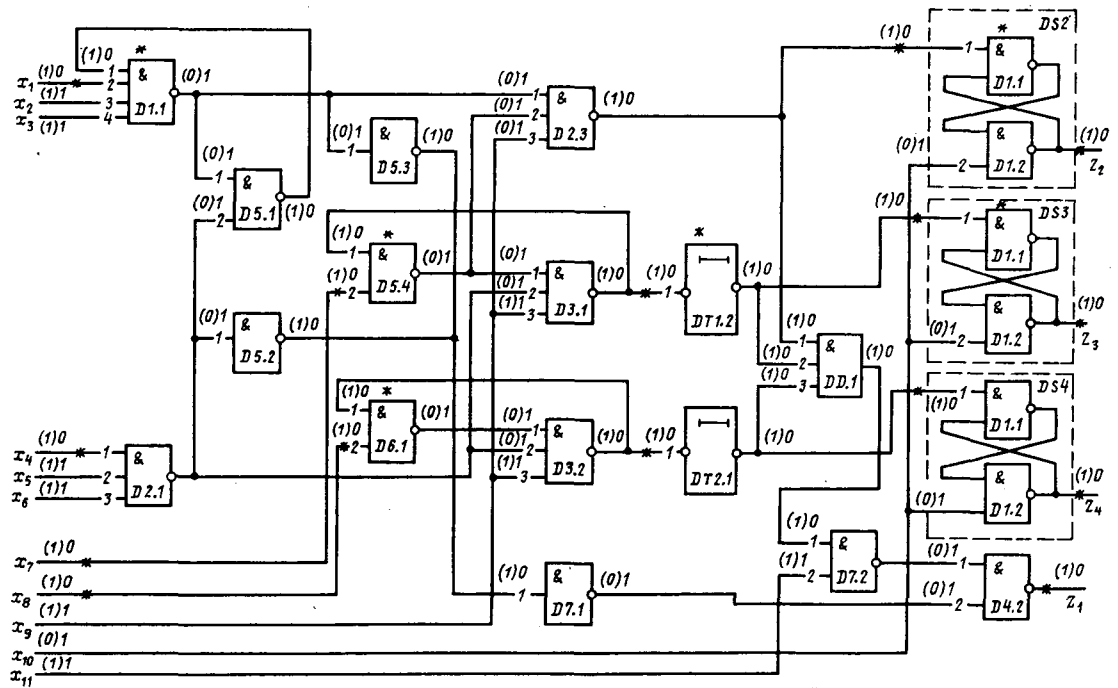


Рис. 4. Фрагмент схемы логической части дистанционной защиты (ЩДЭ — 2801)

Номер воздействия	Начало существенного пути	Обозначение элемента и номер связи																																	
		D4.2			DS.2			DS.3			DS.4			DS7.1	D7.2	...	DT1.2	DT2.1	D3.1			D5.4		...	D6.1		D5.1		D1.1				D2.1		
		Z ₁	1	2	Z ₂	1	2	Z ₃	1	2	Z ₄	1	2	1	1	...	1	1	1	2	3	1	2	...	1	2	1	2	1	2	3	4	1	2	3
1	Z ₁ (0)	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0	0	...	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
	Z ₂ (0)	—	—	—	0	0	—	—	—	—	—	—	—	—	...	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
	Z ₃ (0)	—	—	—	—	—	0	0	—	—	—	—	—	—	...	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
	Z ₄ (0)	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	...	—	0	—	—	—	—	—	—	—	0	—	—	—	—	—	—	—	—		
2	Z ₁ (1)	—	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	...	—	—	—	—	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
	Z ₂ (1)	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	...	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
	Z ₃ (1)	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	...	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
	Z ₄ (1)	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0	—	—	...	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		

блокировок при качаниях и неисправностях в цепях напряжения.

Оставшиеся непроверенными связи проверяются воздействиями, выбираемыми путем придания сигналам на этих связях значений из (1) — (5) и выделения существенных путей к выходам схемы (прямая фаза) и последующего доопределения значений входов схемы (обратная фаза).

В результате выполнения описанных операций получен проверяющий тест, содержащий в рассматриваемом примере 7 тестовых воздействий. В таблице приведены два первых тестовых воздействия $\{x_1x_2x_3x_4x_5x_6x_7x_8x_9x_{10}x_{11}\}$: {01101100111}, {10110111001}.

Однако при правильной организации обработки результатов диагностирования глубина поиска дефекта такого теста может быть доведена до логического элемента. Информацию для поиска дефектов содержит таблица. Предположим, при подаче какого-либо тестового воздействия на одном или нескольких выходах схемы сигналы не совпадают с «правильными», приведенными в таблице в столбце «Начало существенного пути». Выбирается один из этих выходов и определяется его местонахождение в схеме. Поиск дефекта ведется последовательно в цепи логических элементов, которая оканчивается этим выходом. Цепь эта образуется элементами с отмеченными в рассматриваемой строке связями. У этих элементов замеряются значения сигналов на входах и выходах. Для элемента с «неправильным» сигналом на выходе отыскивается вход с «неправильным» сигналом, проверяется предыдущий отмеченный элемент в этой цепи и так далее, до тех пор, пока не будет обнаружен неисправный элемент, имеющий «правильные» сигналы на входах и «неправильные» на выходе.

Предположим, имеется дефект 1 на входе 2 элемента D5.4. Тогда после перехода от установочного к первому тестовому воздействию не произойдет переключения элемента памяти D5.4—D3.1, и на выходах Z_2 и Z_3 вместо 0 будут «единичные» значения сигналов. Перемещаясь от выхода Z_2 и производя измерения сигналов на проверяющихся (отмеченных в строке Z_2 таблицы) связях, устанавливаем, что «правильному» значению сигналов на входах D5.4 — {10} соответствует «неправильное» — нулевое значение сигнала на выходе.

Выводы. 1. Метод простого построения и реализации тестов для логической части релейной защиты и автома-

тики на интегральных микросхемах, основан на определении существенных путей в структуре. Построение тестов предложенным методом для схем с большим числом входов — выходов и элементов целесообразно производить с применением ЭВМ.

2. Информация, получаемая при реализации проверяющего теста, имеет избыточность. Представляя эту информацию в виде ряда сигналов на входах и выходах взаимосвязанных логических элементов и задавая последовательность их анализа, можно производить поиск дефектов с глубиной до логического элемента.

3. Предложенный формальный подход к построению тестов и обработке результатов диагностирования сокращает трудозатраты при организации эксплуатационного обслуживания РЗА и позволяет снизить требования к квалификации обслуживающего персонала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Релейная защита энергетических систем. Релейная защита сетей. — М.: Энергоатомиздат, 1984.
2. Белотелов А. К., Кудрявцев А. А. Особенности технического обслуживания устройств РЗА на микроселектронной базе. — Электрические станции, 1984, № 6.
3. Жуков С. Ф., Поляков В. Е. Состояние и перспективы развития теории и практики технической диагностики релейной защиты и автоматики. — В кн.: Диагностика неисправностей устройств релейной защиты и автоматики электрических систем: Тез. докл. II Республ. научн.-техн. конф., Жданов, 1982.
4. Основы технической диагностики. Кн. I. Модели объектов, методы и алгоритмы диагноза/В. В. Кариский, П. П. Пархоменко, Е. С. Согомонян, В. Ф. Халчев; Под ред. П. П. Пархоменко. — М.: Энергия, 1976.
5. Armstrong D. B. On finding a nearly minimal set of fault detection tests for combinational logic nets. — IEEE Trans. on electronic computers, 1966, ES-15.
6. Жуков С. Ф. Построение тестов и проверка защит на интегральных микросхемах. — В кн.: Диагностика неисправностей релейной защиты и автоматики электрических систем. — Киев: Знание, 1977.
7. Мур Э. Ф. Умозрительные эксперименты с последовательностными машинами. — В кн.: Автоматы. Сб. статей/Под ред. К. Э. Шеннона, Дж. Маккарти: Пер. с англ./Под ред. А. А. Ляпунова. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1956.
8. Гилл А. Введение в теорию конечных автоматов: Пер. с англ./Под ред. П. П. Пархоменко. — М.: Наука, 1966.
9. Eichelberger E. B. Hazard detection combinational and sequential switching circuits. — IBM Journal of research and development, 1965, vol. 9, N2.
10. Дистанционная и токовая защиты линий ЖДЭ-2801/А. Н. Бирг, Г. С. Нудельман, Э. К. Федоров и др. — Электрические станции, 1984, № 9.

[13.03.85]

УДК 621.313.3.045.001.24

Принципы формирования схем совмещенных обмоток электрических машин

попов В. И., канд. техн. наук

Горький

В совмещенных электрических машинах применяются как независимые (раздельные) разнополюсные обмотки, укладываемые в общих пазах статора или ротора и изолируемые относительно друг друга, так и электрически совмещенные обмотки [1—4]. Схемы независимых обмоток совмещенных машин принципиально ничем не отличаются от известных многофазных обмоток переменного тока, но в то же время должны удовлет-

ворять условиям электромагнитной совместимости: разнополюсные симметричные обмотки не должны иметь между собой взаимных индуктивных связей (как по основным, так и по высшим и низшим гармоническим м. д. с.); разнополюсные обмотки должны создавать в совмещенном магнитопроводе уравновешенные магнитные поля, исключаящие возникновение электромагнитных вибрационных сил. Для выполнения этих ус-

ловий налагаются ограничения на соотношения между числами пар полюсов обмоток, их шаги, числа параллельных ветвей и способы соединения фаз [1, 4].

Электрически совмещенные обмотки заменяют собой, по крайней мере, две независимые обмотки и выполняют их функции, создавая одновременно две разнополюсные м. д. с. В общем случае совмещенная обмотка имеет две группы зажимов и по отношению к одной группе ее полюсность равна p_1 , а к другой — $p_2 \neq p_1$, причем для ее разнополюсных цепей должны выполняться условия электромагнитной совместимости. Основные требования к совмещенным электромашинным обмоткам: простота конструкции и технологичность изготовления; максимально возможные обмоточные коэффициенты для каждой полюсности; симметричность многофазной совмещенной обмотки и создаваемых ею разнополюсных м. д. с.; электромагнитная независимость разнополюсных цепей обмотки, т. е. токи и э. д. с. источника одной цепи не должны замыкаться через источник другой цепи совмещения.

Принципиальное отличие совмещенной обмотки от полюсопереключаемой [26] состоит в том, что совмещенная обмотка создает одновременно две разнополюсные м. д. с. и их числа пар полюсов определяются (в отличие от полюсопереключаемой) не изменением схемы соединений ее частей, а порядком соединений катушек неизменной схемы. Применение электрически совмещенных обмоток позволяет: упростить конструкцию и технологию изготовления машины; повысить использование меди обмоток; уменьшить расход изоляции и увеличить коэффициент заполнения пазов медью; улучшить условия охлаждения обмоток; повысить к. п. д. и эксплуатационную надежность машины.

Таким образом, совмещенные обмотки являются многофункциональными и высокоэффективными. Применение их в совмещенных электрических машинах, безусловно, экономически целесообразно. В статье приведена классификация и исследованы некоторые виды схем совмещенных обмоток статора и ротора, разработанных автором [4—25].

Классификация схем совмещенных обмоток электрических машин. Согласно выполняемым функциям совмещенные обмотки, заменяющие собой две независимые с числами пар полюсов p_1 и p_2 , подразделяют на обмотки статора и ротора, которые классифицируются в зависимости от чисел фаз, пар полюсов и параллельных ветвей для их разнополюсных цепей (табл. 1 и 2).

Совмещенные обмотки статора (табл. 1) выполняются m_1 -фазными с a_1 ветвями для полюсности p_1 , имеют дополнительные m_2 -фазные зажимы с a_2 ветвями для полюсности p_2 (виды 1—5) или же выполняются без дополнительных зажимов (виды 6—7), работают с числами пар полюсов $p_1 < p_2$ или $p_1 > p_2$, соотношение p_1/p_2 зависит от вида обмотки и схемы соединений ее катушек. Для полюсности p_1 совмещенная обмотка статора работает на переменном токе, в ней используются все катушки; для полюсности p_2 обмотка работает на переменном или постоянном (выпрямленном) токе, в ней используются все катушки (виды 1, 5—7) или же только их часть (виды 2—4). Они применяются в совмещенных электрических машинах типа одномашинных преобразователей частоты, синхронных машинах, машинах двойного питания и могут выполняться одно-, двух- или одно-двухслойными с целым или дробным числом пазов на полюс и фазу, с равношагов-

Таблица 1

№	Схемы совмещенных обмоток статора	m_1/m_2	a_1/a_2	p_1/p_2
1		$1/1$ $3/1$ $m_1/1$	$2/2$ $2/3$ $2/m_1$	а) $p_1 < p_2$; б) $p_1 > p_2$
2		$3/1$ $m_1/1$	$3/3$ $3/m_1$	$p_1 = 3kp_2$ ($k = 1, 2, 3, \dots$)
3		$3/1$ $m_1/1$	$2/3$ $2/m_1$	а) $p_1 < p_2$; б) $p_1 > p_2$
4		$3/1$ $m_1/1$	$2/3$ $2/m_1$	а) $p_1 < p_2$; б) $p_1 > p_2$; в) $p_1/p_2 = c/m_1$, $m_1 = 3, 5, 7, \dots$, $c \leq (m_1 - 2)$; г) $p_1/p_2 = 2c/m_1$, $m_1 = 5, 7, 9, \dots$, $2c \leq (m_1 - 3)$
5		m_1/m_2	m_2/m_1	$p_1 m_1 = p_2 m_2$
6		$m/1$	$1/m$	$p_2/p_1 = m$ ($m = 3, 4, 5, \dots$)
7		$m/-$	$-$	$p_1 + p_2 = K_r = k''m$ ($k'' = 1, 2, 3, \dots$) p_1/m и $p_2/m \neq \text{ц. ч.}$

ми или с концентрическими катушками, равно- или разновитковыми, с мягкими или с жесткими секциями. В них могут применяться уравнивающие соединения между эквипотенциальными точками ветвей для полюсности p_1 .

Совмещенные обмотки ротора (табл. 2) применяются в машинах с контактными кольцами (виды 1—2, 7), или в бесконтактных (виды 3—6). Обмотки видов 1 и 2 выполняются m_2 -фазными с a_2 ветвями для полюсности p_2 генераторной части и имеют выводы на контактные кольца, а контуры ветвей образуют m_1 -фазную короткозамкнутую систему для полюсности p_1 двигателя части. Они могут выполняться с уравнивающими сое-

Таблица 2

№	Схема совмещенных обмоток ротора	m_1/m_2	a_1/a_2	p_1/p_2
1		9/3 12/3 6/3 m_1/m_2	1/3 1/4 2/4 1/ p_2	$p_1/p_2 = 1/3, 1/4, 2/4, \dots$ $p_1 m_1 = p_2 m_2$
2		$m_1/3$	1/ p_2	$p_1 m_1 = 3 p_2$
3		$m_1/1$	—	а) $p_1/p_2 = 1/m_1$; б) $p_1/p_2/p_3$
4		$m_1/1$	—	а) p_1/p_2 ; б) $p_1/p_2/p_3$
5		9/1 12/1	—	$p_1/p_2 = 1/3$; $p_1/p_2 = 1/4$
6		3/3	2/2	а) $p_1/p_2 = 6/3$; б) $p_1/p_2/p_3 = 1/6/3$
7		1/1	1/1	$p_1/p_2 = 1/3, 1/4, 2/4, \dots$

динениями между эквипотенциальными точками обмотки для полюсности p_2 (вид 2). Обмотки видов 3—5 работают вместе с блоком вращающихся вентилях; обмотка вида 6 соединена в фазах по мостовой схеме. Обмотки видов 3—4, 6 могут использоваться и на три полюсности $p_1/p_2/p_3$, заменяя собой три независимые разнополюсные обмотки [4, 6]. Обмотки вида 7 используются в совмещенных синхронных машинах, питаются постоянным током и создают две м. д. с. возбуждения с числами пар полюсов p_1 и p_2 . Совмещенные обмотки ротора выполняются на невнуполюсном роторе с равномерными пазами по типу ротора асинхронной машины с контактными кольцами.

Принципы формирования схем совмещенных обмоток статора. Совмещенные обмотки статора видов 1, 3—4 (табл. 1) выполняются m_1 -фазными при $m_2=1$ соединяются в две параллельные звезды, начала которых образуют m_1 -фазные

зажимы для полюсности p_1 , а их нулевые точки образуют два дополнительных зажима для полюсности p_2 ; обмотки вида 2 соединяются в три параллельные m_1 -фазные звезды, для полюсности p_2 используют два дополнительных зажима из нулевых точек двух звезд; в обмотках вида 5 число параллельных m_1 -фазных звезд равно m_2 , дополнительные зажимы для p_2 образованы из нулевых точек всех звезд, причем для них выполняется соотношение $p_1 m_1 = p_2 m_2$ [2]. Для формирования схем совмещенных обмоток статора вида 1 в Z_1 пазах с полюсностью p_1/p_2 ; разбивают паза статора на $2p_2$ зон, соответствующих полюсному делению $\tau_2 = Z_1/2p_2$ формируют равношаговые или концентрические катушки и размечают в них направления токов, обеспечивающих получение таких зон; строят звезду э. д. с. для полюсности p_1 и разбивают ее на $2m_1$ (или m_1) фазных зон; по звезде э. д. с. формируют для полюсности p_1 схемы параллельных ветвей фаз из катушек фазных зон, смещенных на π (или 2π) радиан, исходя из условий: получения симметричной m_1 -фазной части обмотки, равнопотенциальности точек для $2p_2$ -полюсных зажимов и обеспечения размеченных направлений токов для полюсности p_2 .

Порядок образования ветвей может быть неодинаковым для различных фаз, тогда для полюсности p_2 можно использовать обмотку только на постоянном токе. Шаги катушек должны обеспечивать получение высоких значений обмоточных коэффициентов для p_1 и p_2 , а для симметрии $2p_2$ -полюсного поля необходимо иметь $\tau_2 = Z_1/2p_2 = \text{ц. ч.}$ Ветви фазы могут иметь разноразвитковые и разношаговые катушки, но при этом для ветвей произведение числа витков на обмоточный коэффициент должно быть одинаковым для полюсности p_1

$$\omega' k'_{\text{обр}1} = \omega'' k''_{\text{обр}1}, \quad (1)$$

где ω' , $k'_{\text{обр}1}$ и ω'' , $k''_{\text{обр}1}$ — числа витков и обмоточные коэффициенты для первой и второй ветвей.

Формирование обмоток вида 1 покажем на примере однослойных обмоток с $p_1/p_2 = 1/p_2$, $m_1/m_2 = 3/1$, $a_1/a_2 = 2/3$ и $Z_1 = 24$ (рис. 1). При $p_1/p_2 = 1/2$ (рис. 1, а) паза разбиты на $2p = 4$ зоны с $\tau_2 = 6$, и их условно положительные направления токов показаны зачерненными кружочками; $K=12$ катушек (с номерами 1—12) сформированы с шагом по пазам $y_{\pi} = 7$, направления токов в них для полюсности $p_2 = 2$ показаны стрелками над катушками. Звезда э. д. с. для $p_1 = 1$ разбита на $2m_1 = 6$ -фазных зон — А, Z, В, X, С, Y. Для фазы C1 (зоны А и X) с учетом направлений токов для $p_2 = 2$ в ветвь C1—02 включены последовательно катушки 1 и 2, а ветвь C1—01 — катушки —8 и —7, где знак минус перед номером катушки означает ее встречное включение в ветви. При таком формировании ветвей фазы C1 ее зажимы 01—02 оказываются равнопотенциальными для $p_1 = 1$, и при подключении к источнику ток от 01 и 02 обтекает катушки 7, 8, 1, 2 в направлении стрелок над катушками. В фазе C2, выполняемой аналогично C1, одну ветвь образуют катушки 5 и 6 зоны В, а другую ветвь — катушки —12 и —11 зоны Y. Фаза C3 имеет другой порядок соединений катушек в ветвях, так как для $p_2 = 2$ токи катушек 9 и 10 (зона С) и 3, 4 (зона Z) имеют неодинаковые направления. Здесь в одну ветвь следует включать катушки 9 и —4, а в другую ветвь — катушки 10 и —3, что не нарушает симметрии фазы C3 относительно C1 и C2. Такая обмотка для $p_2 = 2$ может использоваться только на постоянном токе, и порядок

формирования нулевых точек 01—02 звезд должен обеспечивать протекание постоянного тока в ветвях в направлениях стрелок. Аналогичным образом сформирована обмотка с $p_1/p_2=1/4$ [10] при $y_n=9$ (рис. 1, з) и формируются другие обмотки, например, с $p_1/p_2=2/4$ [11].

Для обмотки с $p_1/p_2=1/3$ (рис. 1, б) при $\tau_2=4$ катушки следует формировать концентрическими с шагами $y_n=11$ и $y_n=7$ [12]. На звезде э. д. с. катушек для $p_1=1$ с $K=6$ векторами для больших и малых (номера со штрихом) катушек величины их пропорциональны коэффициентам укорочения $k_{y_{p1}}=\sin(\pi y_n/2\tau_1)$ и $K'_{y_{p1}}=\sin(\pi y'_n/2\tau_1)$, где $\tau_1=Z_1/2p_1$. Здесь в фазе C1 следует включать в одну ветвь большие катушки 1 и —4, а в другую ветвь — малые катушки 1' и —4'. Из (1) следует, что $\omega_k k_{y_{p1}}=\omega'_k k'_{y_{p1}}$, откуда $\omega_k:\omega'_k=1:1,25$ — отношение чисел витков большой и малой катушек. Аналогично формируются ветви фазы C2 из катушек 3, —6 и 3', —6' и фазы C3 из катушек 5, —2 и 5', —2'. Порядок формирования нулевых точек 01—02 звезд одинаков для всех фаз, следовательно, для $p_2=3$ обмотку можно использовать на переменном токе. Обмоточные коэффициенты определяются по выражениям

$$\left. \begin{aligned} k_{обр1} &= \sum (\omega_k k_{y_{p1}} + \omega'_k k'_{y_{p1}}) / \sum (\omega_k + \omega'_k); \\ k_{обр2} &= \sum (\omega_k k_{y_{p2}} - \omega'_k k'_{y_{p2}}) / \sum (\omega_k + \omega'_k), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $k_{y_{p2}} = \sin(\pi y_n/2\tau_2)$, $k'_{y_{p2}} = \sin(\pi y'_n/2\tau_2)$, $\tau_2 = Z_1/2p_2$.

Для обмотки рис. 1, б по (2) $k_{обр1}=0,881$ и $k_{обр2}=0,623$.

Из концентрических катушек с $y_n=11$ и $y'_n=7$ формируется и обмотка с $p_1/p_2=1/6$ (рис. 1, в). Здесь в фазе C1 следует включать катушки 1 и —4' в одну ветвь, 1' и —4 в другую ветвь, $\omega_k=\omega'_k$. Аналогично выполняются фазы C2 и C3, и порядок формирования нулевых точек звезд 01—02 одинаков для всех фаз. По (2) для такой обмотки $k_{обр1}=0,892$ и $k_{обр2}=0,707$. Формирование обмотки с $p_1/p_2=1/6$ из равношаговых катушек с $y_n=9$ показано на рис. 1, д.

Сформулированные принципы формирования совмещенных обмоток вида 1 (рис. 1) применимы и для обмоток двухслойных, одно-двухслойных, а также при других значениях m_1 , p_1/p_2 и Z_1 [4, 13, 16, 19, 21].

Обмотки вида 2 с $a_1=3$ ветвями формируются по типу обмоток вида 1 (рис. 1) и выполнимы при числе p_1 , кратном трем (рис. 2, а: $m_1/m_2=3/1$, $p_1/p_2=6/2$, $Z_1=36$ [17]). Для полюсности p_2 они используются только на постоянном токе, и этот ток не обтекает катушки одной ветви каждой фазы, вследствие чего для полюсности p_2 уменьшается форма кривой м. д. с., уменьшаются (на 1/3) потери в меди и повышается к. п. д. машины.

Обмотки вида 3 также формируются по типу обмоток вида 1 и выполняются с уравнительными соединениями (рис. 2, б: $m_1/m_2=3/1$, $p_1/p_2=6/2$, $a_1=2$ и $Z_1=36$ [20]). Такие обмотки для полюсности p_2 можно использовать только на постоянном токе; наличие в них уравнителей улучшает параметры обмотки для полюсности p_1 и p_2 : уменьшаются магнитные шумы и вибрации машины, уменьшается форма кривой м. д. с. и снижаются потери в меди для полюсности p_2 , повышается к. п. д. машины.

Обмотки вида 4 содержат в общем случае $2m_1$ двухслойных катушечных групп с тремя отдельными концентрическими катушками в каждой, выполняются в

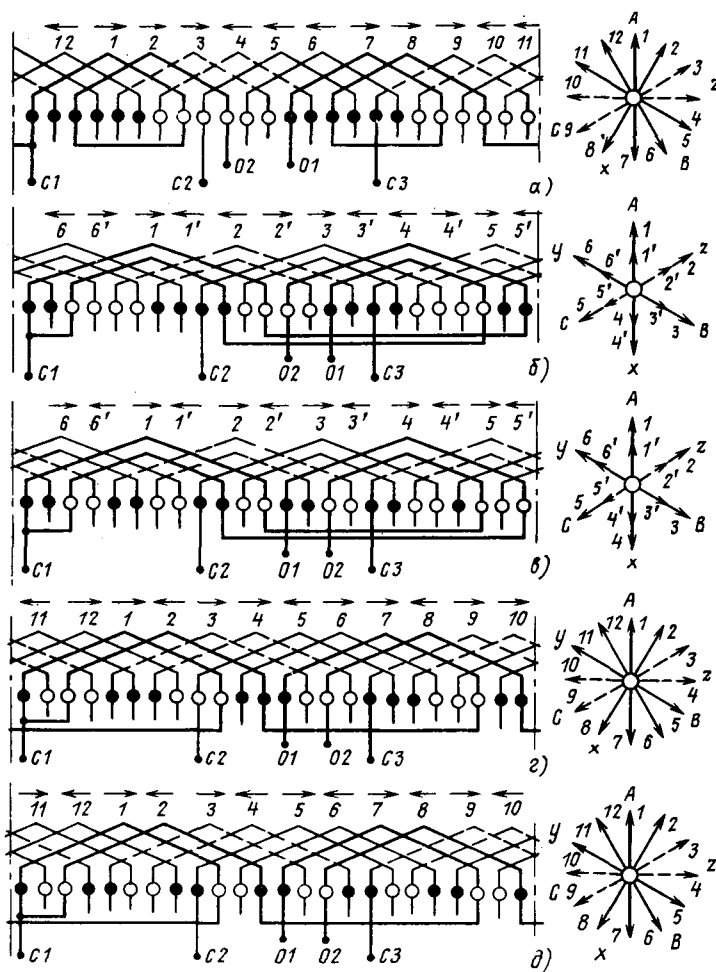


Рис. 1. Формирование катушек для полюсности p_2 трехфазной совмещенной обмотки статора ($Z_1=24$) и звезда э. д. с. катушек для полюсности $p_1=1$ при: $p_1/p_2=1/2$ (а), $1/3$ (б), $1/6$ (в, д), $1/4$ (з).

$6m_1$ пазах и имеют полюсность: $p_1/p_2=cm_1$, где $m_1 \geq 3$ — целое нечетное число и $c \leq (m_1-2)$; $p_1/p_2=2c/m_1$, где $m_1 \geq 5$ — целое нечетное число $2c \leq (m_1-3)$ [22], причем c/m_1 и $2c/m_1$ — правильные несократимые дроби. При $p_1/p_2=c/m_1$ в первой фазе соединяются последовательно — встречно катушки катушечных групп с номерами 1 и $1+m_1$ так, что их наружные катушки включены в ветвь первой звезды, внутренние катушки — в ветвь второй звезды, средние катушки — в дополнительную ветвь, начало которой образует зажим фазы для полюсности p_1 , ее конец подключен к началам ветвей звезд фазы. Другие фазы выполняются аналогично из катушек групп, смещенных на две группы относительно групп соседней фазы. Наружная, средняя и внутренняя катушки каждой катушечной группы имеют шаги по пазам

$$y_n = y_n + 2, \quad y_n = 2k\tau_2, \quad y'_n = y_n - 2; \quad (3)$$

числа витков

$$\omega'_k = 2\omega_k k'_{y_{p1}} / (k'_{y_{p1}} + k'_{y_{p2}}); \quad \omega_k; \quad \omega''_k = 2\omega_k k'_{y_{p1}} / (k'_{y_{p1}} + k'_{y_{p2}}), \quad (4)$$

где τ_2 — полюсное деление для p_2 ; k — ч. ч. и выбирается из ряда $1 \leq k \leq (m_1-1)/2$; $k'_{y_{p1}}$, $k'_{y_{p2}}$ — коэффициенты укорочения для полюсности p_1 наружной и внутренней

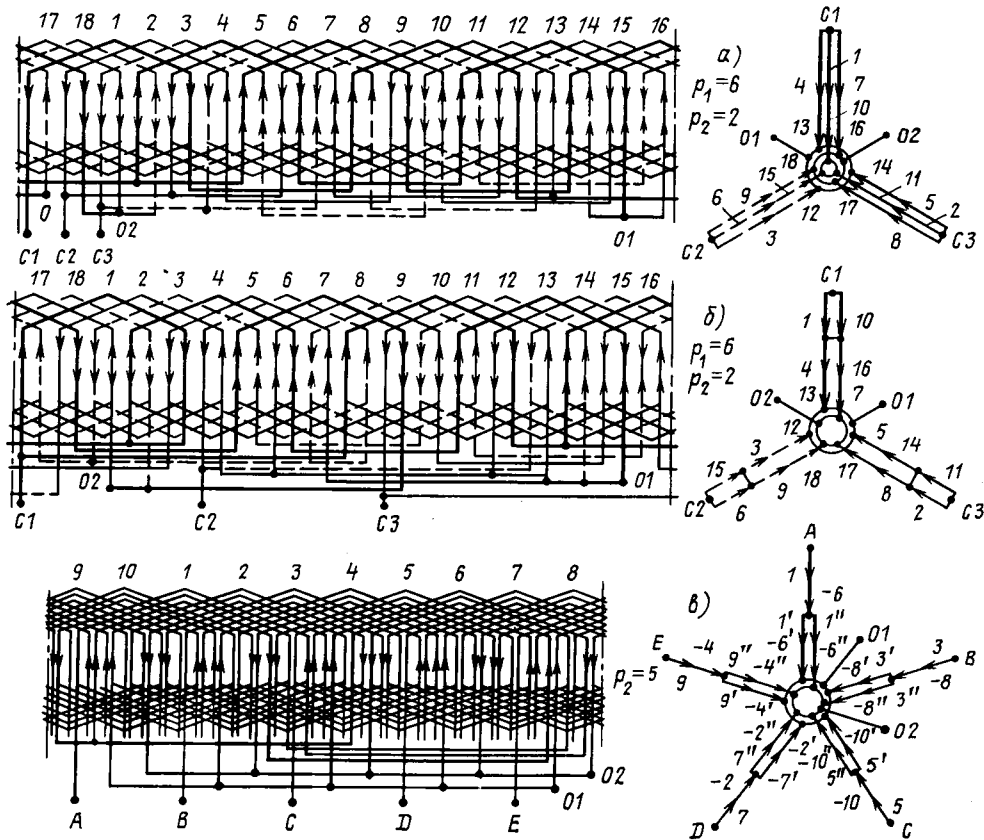


Рис. 2. Схемы совмещенных обмоток статора и диаграммы э. д. с. катушек для полюсности p_1 при: $m_1/m_2 = 3/1$, $p_1/p_2 = 6/2$, $a_1 = 3$ (а); $m_1/m_2 = 3/1$, $p_1/p_2 = 6/2$, $a_1 = 2$ (б); $m_1/m_2 = 5/1$, $p_1/p_2 = 1/5$ (в)

$k_{yp2} = 0$, $k_{yp2} = -0,866$. По (4) числа витков наружной и внутренней катушек равны $w_k = 0,931w_k$, $w_k = 1,069w_k$ и по (5) $k_{061} = 0,934$. Средняя катушка каждой группы ($k_{yp2} = 0$) выведена из цепи 01—02 для $p_2 = 5$, вследствие чего повышается обмоточный коэффициент для этой полюсности $k_{065} = 0,866$. На диаграмме (рис. 2, в) векторам э. д. с. средних катушек приписан номер катушечной группы, а векторам э. д. с. наружной и внутренней катушек — тот же номер с одним и двумя штрихами. Разнополюсные зажимы А, В, С, D, Е для $p_1 = 1$ и 01—02 для $p_2 = 5$ электромагнитно независимы. По виду 4 выполнены варианты обмотки с $m_1/m_2 = 3/1$, $p_1/p_2 = 2/6$ и

катушек. Числа витков катушек в (4) получены из условия (1) при одинаковом числе витков $2w_k$ во всех пазах: $w_k k_{yp1} = w_k k_{yp1}$, $w_k = (1-x)w_k$, $w_k = (1+x)w_k$ и $w_k + w_k = 2w_k$. Обмоточный коэффициент для полюсности p_1 определяется выражением

$$k_{06p1} = [k_{yp1} + 4k'_{yp1}k''_{yp1}/(k'_{yp1} + k''_{yp1})]/3, \quad (5)$$

где k_{yp1} — коэффициент укорочения для p_1 средней катушки.

При $p_1/p_2 = 2c/m_1$ в первой фазе соединяются последовательно — согласно катушки катушечных групп с номерами 1 и $1+m_1$ так, что наружная катушка группы 1 и внутренняя группы $1+m_1$ включены в ветвь первой звезды, внутренняя группы 1 и наружная группы $1+m_1$ — в ветвь второй звезды, а их средние катушки — в дополнительную ветвь. Здесь все катушки выполняются с одинаковым числом витков w_k , и их шаги определяют по (3), где $k = \text{ц. ч.}$ выбирают из ряда $1 \leq k \leq (m_1-3)-3/2$. Такие обмотки вида 4 для полюсности p_2 могут использоваться на переменном и постоянном токе.

Обмотка вида 4 при $m_1/m_2 = 5/1$, $p_1/p_2 = c/m_1 = 1/5$, $a_1/a_2 = 2/5$ и $Z_1 = 30$ (рис. 2, в) содержит $2m_1 = 10$ катушечных групп (с номерами 1—10), катушки групп имеют по (3) шаги по пазам $y_n = y_n + 2 = 14$, $y_n = 2k\tau_2 = 12$, $y_n = y_n - 2 = 10$, где $k = (m_1-1)/2 = 2$ и $\tau_2 = 30/10 = 3$. В фазе А включены последовательно-встречно катушки групп с номерами 1 и $1+m_1 = 6$: наружные катушки — в ветвь первой звезды, внутренние — в ветвь второй звезды, средние — в дополнительную ветвь (на рис. 2, в показаны соединения для фазы А). Коэффициенты укорочения катушек равны: для $p_1 = 1 - k_{yp1} = 0,9945$, $k_{yp1} = 0,9511$, $k_{yp1} = 0,866$; для $p_2 = 5 - k_{yp2} = 0,866$,

$Z_1 = 39$ [18] для статора синхронных машин (серии ОС) с системой самовозбуждения от третьей гармоники магнитного поля.

Обмотки вида 6 выполняются в виде обычной m -фазной обмотки с полюсностью p_1 , соединяются в звезду и питаются постоянным (выпрямленным) током через нулевой вывод звезды [4, 5]. В таких обмотках числа пар полюсов цепей равны $p_2/p_1 = m$, шаг по пазам диаметральный при числе фаз m — нечетное число и укорочен на τ_1/m при m — четное число.

Обмотки вида 7 выполняются m -фазными, не имеют дополнительных зажимов и создают одновременно две вращающиеся м. д. с. с числами пар полюсов p_1 и p_2 . Принцип их построения основан на выделении из вращающейся м. д. с. обмотки гармонической дробного порядка $v \neq \text{ц. ч.}$. Известно, что m -фазная симметричная обмотка с полюсностью p_1 при $q = Z/2pm = b + c'/d$ (где c'/d — несократимая правильная дробь, $m/d \neq \text{ц. ч.}$, $2p/d = \text{ц. ч.}$), обтекаемая m -фазным током, создает вращающуюся м. д. с. с гармоническими порядков

$$v = 2mk'/d \pm 1, \quad (6)$$

где знак (+) относится к прямым, а (—) — к обратным гармоническим.

Ряд (6) наряду с гармоническими порядков $v = \text{ц. ч.}$ может содержать также гармонические м. д. с. дробного порядка ($v \neq \text{ц. ч.}$). В обычных обмотках переменного тока с $q \neq \text{ц. ч.}$ гармонические м. д. с. дробного порядка имеют низкие обмоточные коэффициенты, поэтому их применение в качестве совмещенных оказывается малоэффективным. Изменением конструкции обмотки можно добиться значительного увеличения гармонической м. д. с. дробного порядка. Определим условия получения двух встречно вращающихся гармонических

ческих м. д. с. с числами пар полюсов p_1 и p_2 в многофазной совмещенной обмотке вида 7.

Для m -фазной симметричной обмотки с K_r катушечными группами гармонические м. д. с. с числами пар полюсов p_1 и p_2 имеют углы сдвига катушечных групп (рад):

$$\alpha_1 = 2\pi p_1 / K_r, \quad \alpha_2 = 2\pi p_2 / K_r. \quad (7)$$

При встречно вращающихся м. д. с. чередования векторов э. д. с. катушечных групп в звездах для полюсностей p_1 и p_2 также будут встречными, тогда $\alpha_1 + \alpha_2 = 2\pi$, откуда с учетом (7)

$$p_1 + p_2 = K_r = k''m, \quad (8)$$

где k'' — целое положительное число.

Из чисел пар полюсов в (8) следует исключить значения p_1 и p_2 , кратные числу фаз m , так как при p_1/m и $p_2/m = \text{ц. ч.}$ в звездах э. д. с. катушечных групп для p_1 и p_2 число лучей становится равным K_r/m . Следовательно, к (8) добавляются условия

$$p_1/m \neq \text{ц. ч.} \quad \text{и} \quad p_2/m \neq \text{ц. ч.} \quad (9)$$

Из (8) и (9) видно, что, например, для $m=3$ -фазных совмещенных обмоток вида 7 можно получать гармонические м. д. с. с числами пар полюсов: $p_1/p_2=1/2$ при $K_r=3$; $p_1/p_2=1/5$ и $2/4$ при $K_r=6$; $p_1/p_2=2/7$, $4/5$ при $K_r=9$; $p_1/p_2=1/11$, $2/10$, $4/8$, $5/7$ при $K_r=12$ и т. д. Обмотка с $m=4$ сводится к двухфазной, и для нее, например, можно получать $p_1/p_2=1/3$ при $K_r=4$ [4]. Отношение амплитуд гармонических м. д. с. равно

$$F_{p1}/F_{p2} = (k_{обp1}p_2)/(k_{обp2}p_1). \quad (10)$$

Из (10) видно, что чем меньше отличаются друг от друга числа пар полюсов p_1 и p_2 , тем ближе к единице отношение амплитуд гармонических м. д. с.

Трехфазная обмотка вида 7 при $Z_1=36$, $K_r=6$ и $p_1/p_2=2/4$ (рис. 3, а) выполнена однослойной из концентрических катушек с шагами по пазам $y_{\pi}=5, 3, 1$, имеет выводы начал и концов фаз и может соединяться в звезду или в треугольник [4, 8]. По направлениям трехфазного тока в обмотке (для момента времени, когда ток в фазе $C1-C4$ имеет амплитудное значение) построена интегральная кривая м. д. с. (рис. 3, б), разложенная на две встречно вращающиеся м. д. с. F_2 и F_4 методом гармонического анализа при разбивке кривой на $Z_1=36$ частей. Амплитуды и начальные фазы гармонических м. д. с. F_2 и F_4 для выбранного момента времени определяются из диаграмм м. д. с. (рис. 3, в и г), где ординаты интегральной кривой результирующей м. д. с. изображены векторами на радиусах окружностей, разбитых на $Z_1/p_1=18$ для полюсности $p_1=2$ и на $Z_1/p_2=9$ для полюсности $p_2=4$ частей. Точки 1—18 окружностей (рис. 3, в и г) соответствуют точкам разбивки половины результирующей кривой м. д. с. (рис. 3, б), горизонтальный радиус соответствует началу отсчета. По рис. 3, б—г находим $\psi_2=+30^\circ$, $\psi_4=-30^\circ$, $k_{обp1}=k_{обp2}=0,48$, $k_{обp2}=k_{обp1}=0,731$ и по (10) $F_{p1}/F_{p2}=F_2/F_4=1,31$. Изменением чисел витков и шагов катушек можно изменять амплитуды гармонических м. д. с. [4, 8].

Совмещенные обмотки статора рассмотренных видов (табл. 1) с различными значениями p_1/p_2 , разработанные по приведенным принципам, изготовлены и экспериментально исследованы на различных моделях одномашиных асинхронно-синхронных преобразователей

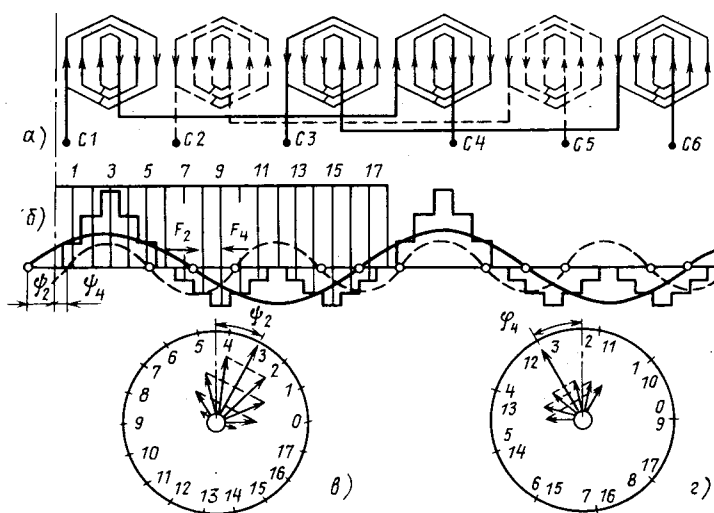


Рис. 3. Трехфазная совмещенная обмотка статора с $p_1/p_2=2/4$ (а), интегральная кривая м. д. с. (б), диаграммы м. д. с. для $p_1=2$ (в) и $p_2=4$ (г)

частоты [4] и синхронных машин с системой самовозбуждения от третьей гармоники магнитного поля [24].

Принципы формирования схем совмещенных обмоток ротора. Совмещенные обмотки ротора видов 1—2 (табл. 2), имеющие выводы на контактные кольца, выполняют одновременно функции двух обмоток: многофазной короткозамкнутой с полюсностью p_1 для двигателя и m_2 -фазной с полюсностью p_2 и a_2 ветвями для генератора. Если $q_2=Z_2/2p_2m_2=\text{ц. ч.}$, $p_1 < p_2$ и обмотка выполнена однослойной или двухслойной m_2 -зонной с p_2 одинаковыми катушечными группами в каждой генераторной фазе, то эти группы смещены на 2π рад для поля с полюсностью p_2 , на $2\pi p_1/p_2$ (рад) для поля с полюсностью p_1 и при их параллельном соединении образуют системы: однофазную с $a_2=p_2$ ветвями для полюсности p_2 и p_2/p_1 -фазную симметричную короткозамкнутую систему с $a_1=p_1$ ветвями для полюсности p_1 . При этом на выводах генераторной фазы отсутствует э. д. с. от поля с p_1 из-за симметрии ветвей.

Все генераторные фазы образуют m_2 отдельных короткозамкнутых систем, эквивалентных $m_1=m_2p_2/p_1$ -фазной короткозамкнутой обмотке для полюсности p_1 двигателя. Аналогично формируются $2m_2$ -зонные обмотки с $2p_2$ одинаковыми катушечными группами в генераторной фазе при последовательно-встречном включении в ветви двух катушечных групп [4]; средние точки ветвей, имеющие равные потенциалы для p_2 , можно соединять вместе. Для таких обмоток (вид 2) с уравнивателями [15] в каждой генераторной фазе начала нечетных катушечных групп соединены в зажим начала фазы, начала четных групп — в зажим конца фазы, а концы нечетных и четных групп соединены вместе. Обмотки видов 1 и 2 могут выполняться также при $q_2 \neq \text{ц. ч.}$ для знаменателя дроби $d=2$.

Схемы обмоток видов 1 и 2 приведены в [3—5, 14—15, 23, 25] и применяются на роторе одномашиных преобразователей частоты. Применение в них уравнительных соединений позволило упростить изготовление, снизить расход меди на межкатушечные соединения, улучшить вибрационные и шумовые характеристики машины [23]. Обмотки видов 3—6 формируются по типу обмоток вида 1, их схемы приведены в [4—7].

Принцип формирования обмоток вида 7 основан на наложении м. д. с. двух разнополюсных однофазных обмоток [9], питаемых одинаковым постоянным током, и поясняется для обмоток с $p_1=1$ и $p_2=3$ (рис. 4, а и б), каждая из которых занимает обмотанной частью 2/3 полюсного деления ($Z_2=36$, $\tau_1=36/2=18$ и $\tau_2=36/6=6$); числа витков катушек приняты $w_{K1}=1$ для $p_1=1$ и $w_{K2}=3$ для $p_2=3$ из условия получения одинаковых для обмоток амплитуд кривых м. д. с.

Обмотки разбиты на зоны А (направление тока — от начала катушки к концу) и Х (встречное направление тока) и составлены структурные матрицы [24] обмоток $[C^{(1)}]$ и $[C^{(2)}]$, суммированием которых получена матрица $[C^{(1)}]+[C^{(2)}]$, соответствующая совмещенной обмотке:

А Х		А Х		А Х		А Х	
1	1			4		1	4
2	1	3		4		2	4
3	1	3		1		3	1
4	1		3	1	3	4	1
5	1		3	1	3	5	2
6	1		3	1	3	6	2
7			3	3		7	3
8			3	3		8	3
9						9	
10						10	
11		3		3		11	3
12		3		3		12	3
13	1	3		3	1	13	2
14	1	3		3	1	14	2
15	1		3	3	1	15	1
16	1			1		16	1
17	1		3	4		17	4
18	1	3		4		18	4
19	1	3		4		19	4
20	1	3		4		20	4
21	1			1		21	1
22	1			1		22	1
23		3		3	1	23	2
24		3		3	1	24	2
25		3		3		25	3
26		3		3		26	3
27						27	
28						28	
29		3		3		29	3
30		3		3		30	3
31	1	3		1	3	31	2
32	1	3		1	3	32	2
33	1			1		33	1
34	1			1		34	1
35	1	3		4		35	4
36	1	3		4		36	4

$p_1=1$ $p_2=3$ p_1+p_2

Из матрицы $[C^{(1)}]+[C^{(2)}]$ видно, что совмещенная обмотка (рис. 4, в) формируется из двух катушечных групп с concentрическими катушками с шагами по пазам для каждой группы $y_{п.к}=17-2(k-1)$ и с числами витков 4, 4, 1, 1, 2, 2, 3, 3, где $k=1 \div 8$ — номер катушки в группе. Разбивая каждую катушечную группу на две подгруппы с последовательно-согласным включением в каждой катушке с номерами $k=1-4$ для одной и $k=5-8$ для другой подгрупп, получаем подгруппы I—IV, включаемые последовательно с учетом чередований зон А и Х по матрице $[C^{(1)}]+[C^{(2)}]$. Элементы этой матрицы соответствуют ординатам интегральной кривой м. д. с. совмещенной обмотки. Аналогично формируются по структурным матрицам обмотки вида 7 и для других значений p_1 и p_2 .

Совмещенные обмотки ротора (табл. 2) с различными

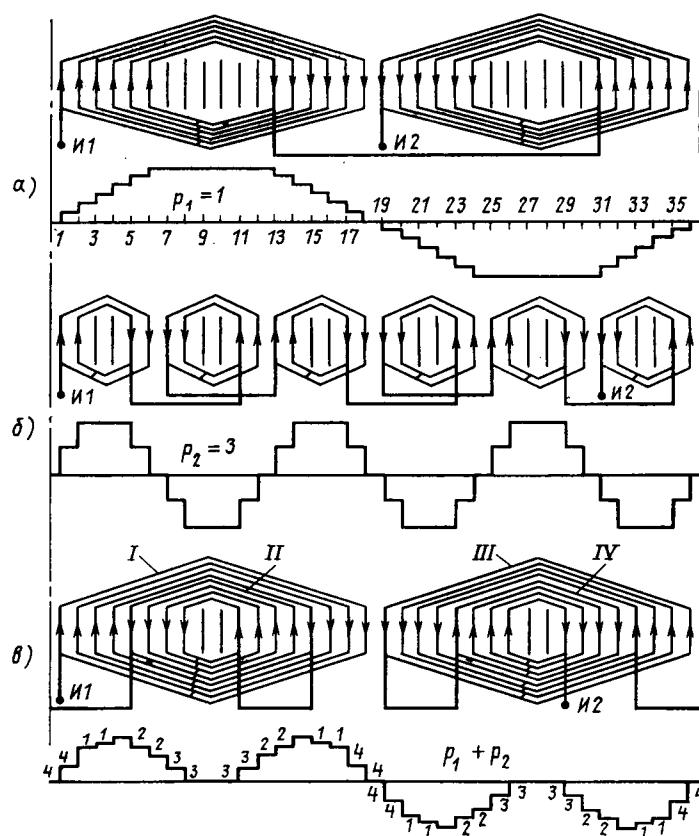


Рис. 4. Схемы и интегральные кривые м. д. с. отдельных $p_1=1$ (а), $p_2=3$ (б) и совмещенной с p_1+p_2 (в) обмоток возбуждения при $Z_2=36$

значениями p_1/p_2 , сформированные по приведенным принципам, исследованы экспериментально на различных конструкциях одномашинных асинхронных и асинхронно-синхронных преобразователей частоты с контактными кольцами и бесконтактных [1, 4]. Исследования экспериментальных и серийных образцов совмещенных электрических машин с совмещенными обмотками подтверждают их работоспособность и высокую эффективность.

Выводы. 1. Приведенная классификация совмещенных обмоток статора и ротора позволяет систематизировать схемы обмоток различных типов совмещенных бесколлекторных электрических машин в зависимости от чисел фаз, пар полюсов и параллельных ветвей.

2. Сформулированные основные принципы формирования совмещенных электромашиных обмоток позволили получить ряд новых высокоэффективных и технологических схем обмоток и расширить области их применения.

3. Применение в совмещенных обмотках статора и ротора уравнивающих соединений улучшает их параметры, способствует повышению к. п. д., уменьшению магнитных шумов и вибраций совмещенных электрических машин.

4. Структурные матрицы обмоток позволяют исследовать электромагнитные свойства обмоток, а также решать задачи синтеза схем совмещенных электромашиных обмоток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Загрядский В. И. Совмещенные электрические машины. — Кишинев: Картия Молдовеняскэ, 1971.

2. Шапиро Л. Я., Лабунец И. А., Лохматов А. П. Принципы построения многофазных совмещенных обмоток. — Электротехника, 1975, № 10.
3. Каталог схем некоторых совмещенных обмоток/В. М. Павлинин, А. Т. Пластун, В. А. Шабардин, В. М. Липанов. — Свердловск: УПИ, 1976. 48 с. Рукопись депонирована в Информэлектро 27.12.76, № 150-Д/76.
4. Попов В. И. Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. — М.: Энергия, 1980.
5. А. с. № 197742 (СССР). Одномашиный преобразователь частоты/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1967, № 13.
6. А. с. № 544045 (СССР). Совмещенная обмотка ротора электрической машины переменного тока/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1977, № 3.
7. А. с. № 600670 (СССР). Одномашиный асинхронно-синхронный преобразователь частоты/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 12.
8. А. с. № 687534 (СССР). Совмещенная обмотка электрической машины переменного тока/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 35.
9. А. с. № 756548 (СССР). Совмещенная обмотка/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 30.
10. А. с. № 788278 (СССР). Совмещенная трехфазно-однофазная обмотка электрических машин/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 46.
11. А. с. № 817871 (СССР). Совмещенная обмотка электрической машины переменного тока/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1981, № 12.
12. А. с. № 982151 (СССР). Совмещенная обмотка статора (ее варианты)/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1982, № 46.
13. А. с. № 1032534 (СССР). Многофазная совмещенная обмотка/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1983, № 28.
14. А. с. № 1050044 (СССР). Трехфазная совмещенная обмотка ротора/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1983, № 39.

15. А. с. № 1050045 (СССР). Трехфазно-многофазная совмещенная обмотка ротора/В. И. Попов, И. А. Гурьянов, Л. Н. Макаров, И. М. Чебурахин. — Оpubл. в Б. И., 1983, № 39.
16. А. с. № 1053224 (СССР). Электромашинная совмещенная обмотка статора (ее варианты)/В. И. Попов, С. Г. Амамчян, Р. М. Манукян. — Оpubл. в Б. И., 1983, № 41.
17. А. с. № 1122492 (СССР). Совмещенная обмотка статора/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 33.
18. А. с. № 1127045 (СССР). Трехфазно-однофазная совмещенная обмотка электрических машин/В. И. Попов, Г. М. Гукасян, Р. М. Манукян. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 44.
19. А. с. № 1127052 (СССР). Однофазная совмещенная обмотка/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 44.
20. А. с. № 1128338 (СССР). Электромашинная обмотка/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 45.
21. А. с. № 1130967 (СССР). Совмещенная синхронная электрическая машина (ее варианты)/В. И. Попов, Р. М. Манукян, С. Г. Амамчян. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 47.
22. А. с. № 1141517 (СССР). *m*-фазно-однофазная совмещенная электромашинная обмотка (ее варианты)/В. И. Попов. — Оpubл. в Б. И., 1985, № 7.
23. Попов В. И. Уравнительные соединения в совмещенной обмотке ротора одномашиных преобразователей частоты. — ЭП. Электрические машины, 1984, № 6(160).
24. Попов В. И. Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин. — Электричество, 1984, № 11.
25. Попов В. И. Параметры совмещенных обмоток электрических машин. — Электричество, 1984, № 12.
26. Войтех А. А. Табличный метод построения совмещенных полюсопереключаемых обмоток асинхронной машины. — Техническая электродинамика, 1979, № 2.

[20.12.85]

УДК 621.313:621.3.013.001.24

Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей

МИЛЫХ В. И., канд. техн. наук

Харьковский политехнический институт

При расчете электромагнитного поля насыщенных электрических машин эффективными являются численные методы конечных разностей (МКР) [1] и конечных элементов [2]. При достаточно сложной конфигурации стального магнитопровода, естественной для большинства электрических машин, вынужденно ограничиваются рассмотрением только их поперечного сечения.

Существенным, а в ряде случаев необходимым для получения достоверных результатов является учет реальной структуры магнитопровода в направлении оси машины [3—5]. Пренебрежение этим фактором приводит к погрешности того же порядка, что и при расчете магнитной цепи машин классическим методом [6], а одно из основных достоинств численных методов [1, 2] — учет насыщения магнитопровода — оказывается лишь иллюзией. Кроме того, после расчета поля как полностью плоскопараллельного оказывается неопределенным вопрос вычисления магнитного потока. Действительно, если взять реальную осевую длину каждого из участков магнитопровода (полюса, зазора, якоря и т. д.) то не стыкуются потоки отдельных участков, а если взять некоторую общую длину, то неизвестно, какому из участков (в общем-то равноправных) отдать предпочтение.

Перечисленные затруднения в определенной мере преодолены в [5]. Здесь поле считается плоскопараллельным только в пределах выделяемых ограниченных участков поперечного сечения машины и принято, что

поле распространяется на осевую длину соответствующих участков. Введенный коэффициент приведения эффективных осевых длин участков к некоторой общей длине обеспечивает непрерывность магнитного потока при переходе от участка к участку. Однако принятая в [5] расчетная модель, как и ранее [1—4], предполагает неизменность поля в осевой координате, что иллюстрируется на рис. 1.

В качестве примера в настоящей работе используем четырехполюсную машину постоянного тока с немагнитным активным слоем (рис. 2). Эта машина уже рассматривалась в [5, 7].

Итак, на рис. 1 пунктиром проиллюстрировано, что магнитное поле распространяется на осевую длину своего участка (показана половина осевой протяженности сердечников якоря и главного полюса, а также зазор между ними δ), но не изменяется вдоль нее и не выходит за ее пределы. В то же время известно, что вдоль осевой координаты поле не остается постоянным, да и частично вытесняется в торцевую зону. Кроме того, определенную неравномерность вызывает влияние лобовой части обмотки возбуждения. Все это особенно проявляется в машинах с относительно короткой осевой длиной и значительными немагнитными зазорами, с различными осевыми длинами сердечников и сильным их насыщением. Это, в частности, было продемонстрировано в [7]. Отмеченные особенности важны не только с точки зрения распределения поля вдоль осевой ко-

ординаты, но, безусловно, они могут оказать существенное влияние и на распределение поля в поперечном сечении машины, удаленном от ее торцов, что уже в определенной мере было проявлено в [5].

Методика, предложенная в [5], позволяет приближенно учитывать торцевой эффект при расчете поля в поперечном сечении. Методика [7], опираясь на результаты предшествующего расчета, позволяет рассчитывать поле в продольном сечении машины. Целью настоящей работы является дальнейшее совершенствование и объединение этих методик посредством взаимного учета получаемых с их помощью результатов. В итоге должно быть достигнуто уточнение результатов расчета поля в каждом из сечений, что откроет возможность расчета объемного распределения магнитного поля возбуждения (хотя это еще и не трехмерный расчет в прямом смысле) электрических машин, обладающих сложной конфигурацией магнитопровода, с учетом насыщения сталей.

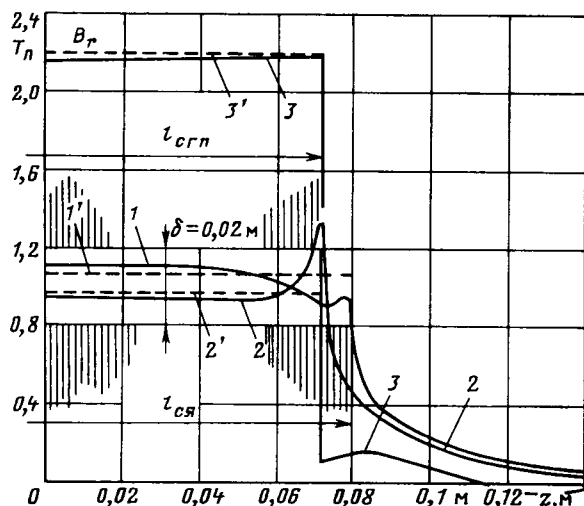


Рис. 1. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции вдоль оси машины на трех радиальных уровнях при м. д. с. 25 кА: 1 — на поверхности сердечника якоря (его длина $l_{c.я}$); 2 — на расточке сердечника главного полюса (его длина $l_{c.г.п}$); 3 — в средней части сердечника главного полюса. Штрихом помечено простейшее распределение, заложенное в расчетной модели [5], без штриха — получено расчетом в продольном сечении

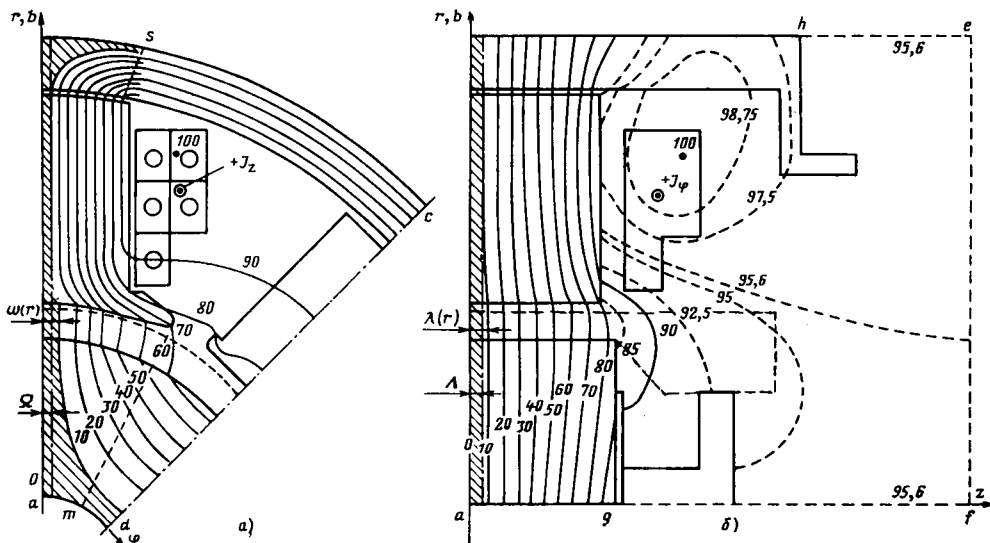


Рис. 2. Расчетная модель машины: а — поперечное сечение; б — продольное сечение. Показаны картины поля возбуждения со значениями на эквипотенциалах в процентах максимумов потенциалов в соответствующих сечениях

Два расчетных сечения — поперечное и продольное (рис. 2) — ортогональны и пересекаются по оси симметрии главного полюса. Они характерны тем, что в каждом из них магнитное поле возбуждения (вектор магнитной индукции, например) в силу симметрии ориентировано вдоль их плоскостей.

Переходя к изложению сути методики, отметим, что первые ее этапы основаны непосредственно на работах [5, 7], поэтому в этой части материал представляется в сжатой форме.

На первом этапе проводится расчет поля в поперечном сечении машины с приближенным учетом торцевого эффекта в соответствии с методикой [5]. Здесь важным является использование коэффициента приведения

$$k_{пк} = \frac{l_k k_{зк}}{l_{п\sigma_k}}, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где l_k — конструктивная осевая длина k -го участка, выделенного в поперечном сечении; $k_{зк}$ — коэффициент заполнения (для шихтованных стальных участков); σ_k — коэффициент торцевого рассеяния; n — число выделенных участков; $l_{п\sigma_k}$ — приведенная длина машины.

Приведение разнородных по осевой структуре участков к общей длине осуществляется поучасточным изменением магнитных свойств среды, которые характеризуются удельным магнитным сопротивлением

$$\nu_{п}(r, \varphi) = \nu_{и}(r, \varphi) / k_{пк}. \quad (2)$$

Здесь и далее ν является величиной, обратной магнитной проницаемости μ , а индексы «и» и «п» соответствуют исходной и приведенной расчетным моделям; r, φ — полярные координаты.

Операция приведения (2) дает возможность рассматривать поле во всем поперечном сечении приведенной модели как плоскопараллельное (в исходной модели оно принято как совокупность плоскопараллельных полей в пределах участков) и описать его двухмерным дифференциальным уравнением в полярных координатах:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\nu_{п} \frac{\partial A_{zп}}{\partial r} \right) + \frac{\nu_{п}}{r} \frac{\partial A_{zп}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\nu_{п} \frac{\partial A_{zп}}{\partial \varphi} \right) = -J_z, \quad (3)$$

где $J_z, A_{zп}$ — осевые составляющие плотности тока и векторного магнитного потенциала.

Уравнение (3) может быть решено одним из численных методов [1, 2] при соответствующих режиму холостого хода граничных условиях [1], как это было сделано в [5]. При итерационном пересчете $\nu_{п}$ и окончательной выдаче результатов магнитная индукция $B_{п}(r, \varphi)$, полученная по $A_{zп}$ приведенной расчетной модели, пересчитывается

вается на исходную модель:

$$B_{\pi}(r, \varphi) = B_{\pi}(r, \varphi)/k_{\pi k}. \quad (4)$$

По полученному распределению $A_{z\pi}$ можно построить картину эквипотенциалов в поперечном сечении, которая показана на рис. 2, а. Эту картину, в неявной форме зафиксировавшую геометрические размеры и форму поперечного сечения, используем для расчета поля в продольном сечении машины, как это было сделано в [7]. В качестве расчетной модели в этом случае выделяется тонкий слой, примыкающий с одной стороны к плоскости симметрии главного полюса, а с другой стороны ограниченный продольной поверхностью с направляющей линией, совпадающей с одной из эквипотенциалов вблизи линии ab (рис. 2, а), и с образующей линией, параллельной оси z . Линия ab также является эквипотенциалом, и полученное таким образом сечение слоя в плоскости (r, φ) заштриховано на рис. 2, а; в плоскости (r, z) геометрия слоя совпадает с геометрией продольного сечения (рис. 2, б). Выделение расчетного слоя основано на допущении, что при расчете поля в продольном сечении это поле в направлении, ортогональном рассматриваемой плоскости, как бы «застывает» в том состоянии, которое зафиксировано при расчете в поперечном сечении.

Толщина выделенного слоя $\omega(r)$ непостоянна и зависит от радиальной координаты (рис. 2, а), поэтому, рассчитывая поле в продольном сечении, его нельзя считать плоскопараллельным. Для устранения этого затруднения условно деформируем слой, сделав его плоским с толщиной Ω . Эта операция сопровождается эквивалентным изменением магнитных свойств слоя в продольном сечении

$$v_{\Omega}(r, z) = v_{\omega}(r, z)/\xi(r), \quad (5)$$

где индексы ω и Ω соответствуют исходному и плоскому слоям.

Введенная в (5) функция приведения зависит от r (как и ω), в общем случае определяется соотношением

$$\xi(r) = \omega(r)/\Omega, \quad (6)$$

а практически может быть рассчитана, как показано в приложении. Отметим аналогию между операциями (2) и (5), величинами $k_{\pi k}$ и ξ .

В эквивалентном плоском слое поле можно считать плоскопараллельным и в продольном сечении слоя описать его двумерным дифференциальным уравнением в прямоугольных координатах r, z :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(v_{\Omega}^{(z)} \frac{\partial A_{\varphi\Omega}}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(v_{\Omega}^{(r)} \frac{\partial A_{\varphi\Omega}}{\partial z} \right) = -J_{\varphi}, \quad (7)$$

где J_{φ} , $A_{\varphi\Omega}$ — составляющие плотности тока и векторного магнитного потенциала, ортогональные плоскости продольного сечения (рис. 2, б).

Двухосевая анизотропия v_{Ω} характерна для шихтованных участков области; здесь $v_{\Omega}^{(r)}$, $v_{\Omega}^{(z)}$ определяются как в [7], а для остальной части области $v_{\Omega}^{(r)} = v_{\Omega}^{(z)}$ и соответствуют непосредственно v_{Ω} из (5).

Уравнение (7), как и уравнение (3), решается численным методом, например, методом конечных разностей, как в [7], при следующих граничных условиях.

На достаточно удаленных линиях gf , fe и eh поле можно считать пренебрежимо малым, потенциал здесь неизменен с зафиксированным значением

$$A_{\varphi\Omega}|_{hefg} = C_{\text{const}}. \quad (8)$$

На линии ab (рис. 2, б) по условиям ассиметрии потенциал также неизменен

$$A_{\varphi\Omega}|_{ab} = C_{\text{var}}, \quad (9)$$

но здесь в отличие от (8) C_{var} — незафиксированная постоянная. Неопределенность эта устраняется с помощью дополнительного интегрального условия на ab :

$$\int_a^b v_{\Omega}^{(r)} \frac{\partial A_{\varphi\Omega}}{\partial z} dr = U_{m, ab}^{(abcd)}, \quad (10)$$

где $U_{m, ab}^{(abcd)} = \int_a^b \frac{v_{\pi}}{r} \frac{\partial A_{z\pi}}{\partial \varphi} dr$ — падение магнитного напряжения вдоль оси ab , полученное при расчете поля в поперечном сечении $abcd$. Принятие значения $U_{m, ab}^{(abcd)}$ в качестве опорного основано на том, что результаты, полученные в поперечном сечении, можно считать более достоверными, так как они связаны с менее серьезными допущениями. При численном решении совместная реализация условий (9), (10) осуществляется достаточно простыми средствами [7].

На границах ag и bh принимаются условия:

$$\left. \frac{\partial A_{\varphi\Omega}}{\partial r} \right|_{ag} = 0; \quad \left. \frac{\partial A_{\varphi\Omega}}{\partial r} \right|_{bh} = 0,$$

что имитирует выход магнитного потока через эти границы (в действительности он поворачивает вблизи точек a и b вместе со стальными сердечниками).

Решение (7) с учетом принятых граничных условий дает распределение $A_{\varphi\Omega}(r, z)$ в плоскости продольного сечения. Используя это распределение, можно определить составляющие магнитной индукции в плоском слое Ω — $B_{r\Omega}$ и $B_{z\Omega}$, а затем перейти к реальному слою

$$B_{r\omega} = B_{r\Omega}/\xi(r); \quad B_{z\omega} = B_{z\Omega}/\xi(r). \quad (11)$$

На шихтованных участках можно от (11) перейти к индукции в стальных и немагнитных прослойках, как сделано в [7]. Все это выполняется как при итерационном пересчете $v_{\omega}(r, z)$, так и при выдаче конечных результатов.

Рассмотренный в начале расчет поля в поперечном сечении является первым приближением. Результаты расчета поля в продольном сечении позволяют вернуться к расчету поля в поперечном сечении. При этом используется прием, аналогичный уже примененному при переходе от расчета поля в поперечном сечении к расчету поля в продольном сечении. Заключается он в следующем.

По найденному распределению векторного потенциала построим картину поля в продольном сечении (рис. 2, б). По непараллельности линий $A_{\varphi\Omega} = \text{const}$ можно еще раз видеть, что поле по оси машины неплюскопараллельное. Искажения такого рода особенно существенны вблизи торца магнитопровода, но они доходят и до центрального поперечного сечения, совпадающего с линией ab . Именно расчетом поля в этом сечении мы и займемся. С этой целью выделим тонкий слой, ограниченный двумя поперечными поверхностями, совпадающими с линиями равного потенциала (одна из них ab). Образованное сечение слоя заштриховано на рис. 2, б, его толщина $\lambda(r)$ зависит от радиальной координаты.

Сделаем условно слой плоским с толщиной Λ (рис. 2, б), что сопровождается эквивалентным изменением магнитных свойств:

$$v_{\Lambda}(r, \varphi) = v_{\lambda}(r, \varphi)/\eta(r), \quad (12)$$

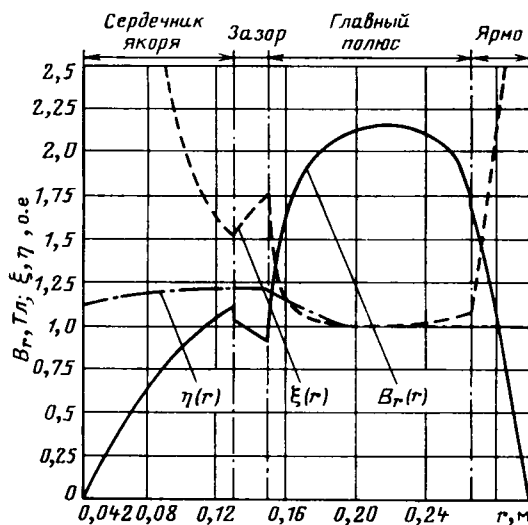


Рис. 3. Функции приведения для продольного $\xi(r)$ и поперечного $\eta(r)$ расчетных слоев, а также распределение радиальной составляющей магнитной индукции B_r по линии, совпадающей с осью главного полюса; величины соответствуют м. д. с. возбуждения 25 кА

где индексы λ и Λ означают принадлежность к исходному или плоскому слоям, а введенная функция приведения для поперечного слоя

$$\eta(r) = \lambda(r)/\Lambda. \quad (13)$$

Для шихтованных участков магнитопровода используется сплошная среда с эквивалентными магнитными свойствами:

$$\nu_\lambda = \frac{\nu_0 \nu_c}{\nu_0 k_{\lambda k} + \nu_c (1 - k_{\lambda k})}, \quad (14)$$

где ν_c , ν_0 — удельные магнитные сопротивления стали и немагнитных прослоек [при $\nu_c \ll \nu_0$ формула (14) может использоваться в упрощенном виде].

Наиболее эффективно и достоверно использование функции $\eta(r)$ из формулы (12) в той части области расчета поля в поперечном сечении, которая примыкает к линии ab (рис. 2, а). По этой линии проходит продольное сечение, где и была определена функция $\eta(r)$. Поэтому использование $\eta(r)$ достаточно распространить на часть области расчета, которая на рис. 2, а находится между ab и пунктирной линией ms , ориентированной по боковой части сердечника главного полюса. За пределами этой части в (12) вместо $\eta(r)$ следует использовать коэффициент приведения $k_{\text{пк}}$, определяемый, как и ранее, по формуле (1). Однако в этом случае необходимо отметить следующие обстоятельства.

При определении $k_{\text{пк}}$ (1), $\xi(r)$ (6) и $\eta(r)$ (13) выбор $l_{\text{п}}$, Ω и Λ в общем случае произволен, так как переходы типа (2) и (4), а также (5) и (11) являются взаимно обратными. Например, в качестве Λ можно взять значение $\lambda(r)$ в одном из мест слоя (при конкретном r). Однако при совместном использовании $\eta(r)$ и $k_{\text{пк}}$ для их согласования надо взять Λ и $l_{\text{п}}$ в одном и том же месте области расчета, например, в зоне сердечника главного полюса [тогда $l_{\text{п}}$ соответствует конструктивной длине сердечника, а Λ значению $\lambda(r)$ в средней части сердечника].

Итак, совместное использование $\eta(r)$ и $k_{\text{пк}}$ приводит к образованию плоского слоя с геометрией поперечного

сечения машины (рис. 2, а). Распределение поля в плоском слое описывается двумерным уравнением (3), которое решается численным методом при известных для режима холостого хода граничных условиях [1]. При итерационном пересчете $\nu_\lambda(r, \varphi)$, а также при выдаче конечных результатов для определения индукции в исходном слое (вблизи центрального поперечного сечения) применяются формулы типа (4) [в части области расчета между ab и ms вместо $k_{\text{пк}}$ берется $\eta(r)$].

Сравнивая ранее полученное на первом этапе решение в поперечном сечении при использовании только $k_{\text{пк}}$ с новым решением на основе $\eta(r)$, отметим, что суть первого в том, что решение не относится к конкретному сечению, а является усредняющим для всех сечений и распространяется на всю осевую длину выделенных участков области расчета. Во втором случае решение относится только к одной конкретной плоскости, совпадающей с центральным поперечным сечением.

Для получения распределения магнитного поля в продольном и поперечном сечениях в первом приближении достаточно одной серии расчетов: 1) в поперечном сечении на основе только $k_{\text{пк}}$; 2) в продольном сечении на основе $\xi(r)$; 3) в поперечном сечении на основе $\eta(r)$ и частично $k_{\text{пк}}$. Однако возможно и последующее уточняющее повторение пунктов 2) и 3) с использованием вновь получаемых результатов. Критерием здесь может быть сравнение распределения радиальной составляющей магнитной индукции B_r на линии ab , являющейся общей для двух расчетных сечений. В конечном счете распределения $B_r^{(abcd)}(r)$ и $B_r^{(abef)}(r)$ должны здесь совпадать достаточно близко.

Совместимость полей двух сечений на оси ab по радиальной составляющей магнитной индукции позволяет сформировать объемную функцию распределения этой составляющей:

$$B_r = B_r^{(ab)}(r) \dot{B}_r^{(abcd)}(r, \varphi) \dot{B}_r^{(abef)}(r, z),$$

где $B_r^{(ab)}(r)$ — распределение радиальной составляющей индукции на ab , которое лучше взять из расчета в поперечном сечении; $\dot{B}_r^{(abcd)}(r, \varphi)$, $\dot{B}_r^{(abef)}(r, z)$ — безразмерные функции распределения радиальной составляющей магнитной индукции в поперечном и продольном сечениях, нормированные своими значениями на оси ab .

Вычисление магнитного потока

$$\Phi = \iint_S B_r r d\varphi dz, \quad (15)$$

например, сцепленного с обмоткой якоря, может быть проведено численным интегрированием по части цилиндрической поверхности S , совмещенной с секцией обмотки, причем секция должна быть расположена под главным полюсом симметрично его оси.

Очевидно, в (15) не возникает трудно разрешимого во многих других случаях вопроса об активной длине якоря.

Суть методики взаимосвязанных расчетов поля возбуждения электрической машины в двух ее сечениях проиллюстрируем с помощью расчетов и сопоставления их результатов с экспериментальными данными. Избранная для демонстрации машина представлена на рис. 2. Ее геометрические размеры можно оценить по линейным масштабам на некоторых следующих рисунках, совмещаемых с фрагментами сечений машины.

На рис. 3 показаны функции приведения для продольного $\xi(r)$ и поперечного $\eta(r)$ сечений, а также распределение радиальной составляющей магнитной индукции B_r по линии симметрии главного полюса (участки этой линии обозначены). Они получены после второй серии просчетов в последовательности продольное — поперечное сечения и в дальнейшем практически не изменялись, хотя отличаются от результатов первой серии на 3—6 %; рис. 3 соответствует наибольшей из рассматриваемых значений м. д. с. обмотки возбуждения. Характер изменений функций при изменении м. д. с. соответствует тому, который был представлен для $\xi(r)$ и $B_r(r)$ в [7].

На рис. 1 сплошными линиями показано расчетное распределение B_r вдоль оси машины на трех различных уровнях по радиусу. Очевидны неравномерность поля по длине сердечников и вытеснение поля в торцевую зону машины.

На рис. 4 проведено сопоставление расчетных и измеренных значений радиальной составляющей индукции на поверхности якоря по дуге окружности $B_r(\varphi)$ и вдоль оси $B_r(z)$ при трех значениях м. д. с. возбуждения. На рис. 5 сопоставление сделано для двух значений по касательной составляющей индукции $B_\varphi(r)$ в межполюсном пространстве на радиальной линии, с которой совмещена ось абсцисс графика на изображении фрагмента поперечного сечения. Все измерения сделаны с помощью датчиков Холла.

На рис. 6 сравниваются экспериментальная и расчетная магнитные характеристики. Первая получена по измеренной характеристике холостого хода с использованием обмоточных данных якоря, вторая — на основе численного интегрирования по (15).

Магнитная характеристика, а также данные на рис. 4 и 5 проявляют степень насыщения магнитной цепи машины и свидетельствуют о его существенном влиянии на значение и характер распределения магнитного поля, несмотря на значительный немагнитный зазор.

Весьма близкое совпадение расчетных и экспериментальных данных свидетельствует о достоверности предложенной методики. Расхождения находятся в пределах возможной погрешности измерения, а также возможных отклонений от идеальной геометрии машины по технологическим причинам и из-за неточности справочных данных по кривым намагничивания сталей.

В заключение отметим, что избранная для иллюстраций модельная машина не ограничивает круг возможных применений предложенной методики, которая может быть применена и для исследования машин постоянного тока обычной конструкции с зубчатой структурой сердечников, и для других типов машин, например, синхронных. Отличительной особенностью машин для применения методики является наличие стального явно выраженного магнитопровода.

Приложение. Определение функции приведения $\xi(r)$. Функция приведения (6) должна вычисляться исходя из распределения векторного магнитного потенциала в поперечном сечении машины $abcd$ (рис. 2), рассчитанного методом конечных разностей [5]. Непосредственное построение эквипотенциалов ab и a_1b_1 (рис. 2 и 7) можно обойти. Достаточно лишь представить, что эквипотенциаль a_1b_1 проходит в пределах ближайшего к ab радиального ряда ячеек полярной сетки, нанесенной на поперечное сечение. Для эквипотенциала ab место всегда определено на оси главного

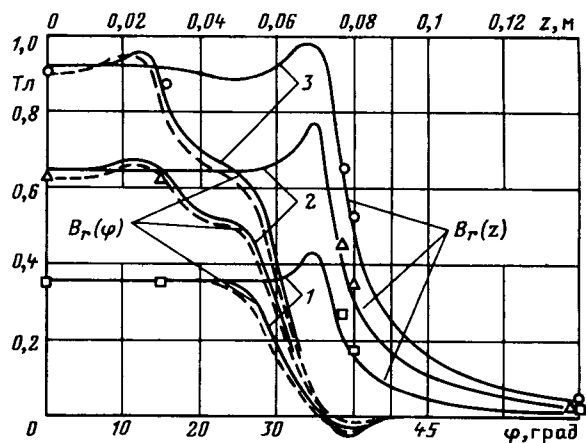


Рис. 4. Распределение радиальной составляющей индукции на поверхности якоря по угловой и осевой координатам: 1, 2 и 3 соответствуют м. д. с. возбуждения 6,25; 12,5 и 25 кА; расчет —, измеренные данные: — — — — $B_r(\varphi)$; $\circ$ — $B_r(z)$

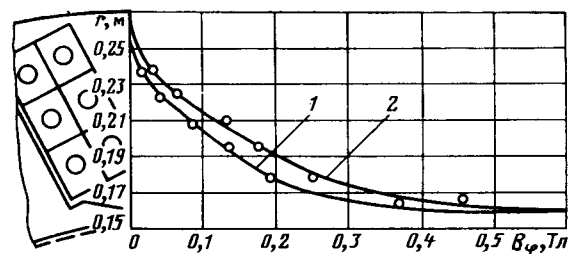


Рис. 5. Распределение касательной составляющей магнитной индукции в межполюсном пространстве: 1 и 2 соответствуют м. д. с. 12,5 и 25 кА; — — — — расчет; $\circ$ — измерение

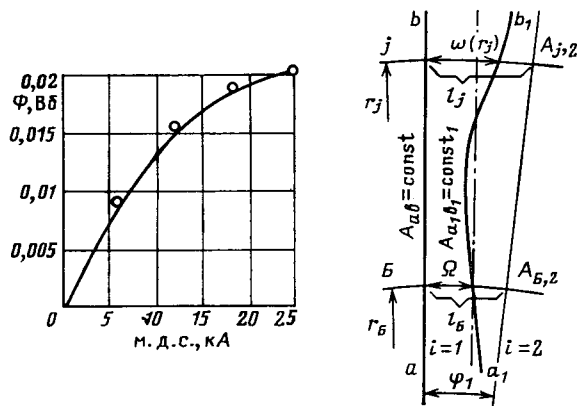


Рис. 6. Магнитная характеристика модельной машины: $\circ$ — расчет; — — — — измерение

Рис. 7. Фрагмент поперечного сечения машины с линиями полярной сетки и двумя эквипотенциалами ab и a_1b_1

полюса в соответствии с граничными условиями для поля возбуждения [1].

Приняв одну из окружностных линий сетки в качестве базисной B , будем на ее уровне считать расстояние между ab и a_1b_1 в качестве Ω . Для определения значения ξ на уровне произвольной линии j используем допущение, что в методе конечных разностей значения потенциалов от узла к узлу практически всегда принято считать изменяющимися по линейному закону. Послед-

нее дает соотношения:

$$\Omega = l_B \frac{A_{a,b_1} - A_{ab}}{A_{B2} - A_{ab}}; \quad \omega(r_j) = l_j \frac{A_{a,b_1} - A_{ab}}{A_{j2} - A_{ab}}, \quad (\text{П-1})$$

где l_B, l_j — линейные размеры ячеек на линиях B и j ; A_{B2}, A_{j2} — значения потенциалов в узлах пересечения этих же линий с линией $i=2$; A_{ab}, A_{a,b_1} — значения потенциалов на эквипотенциалах. Подставляя (П-1) в формулу (6) и учитывая, что $l_B = r_B \Phi_1$ и $l_j = r_j \Phi_1$, где Φ_1 — угловой размер ряда ячеек, получаем вместо $\xi(r)$ табличную функцию

$$\xi(r_j) = \frac{r_j (A_{B2} - A_{ab})}{r_B (A_{j2} - A_{ab})}, \quad j = 1, 2, \dots, jm, \quad (\text{П-2})$$

где jm — число круговых линий расчетной сетки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Erdelyi E. A., Fuchs E. F. Nonlinear magnetic field analysis of DC machines. Part I. Theoretical fundamentals. Part II. Application of the improved treatment. — IEEE Trans. power appar. and syst., 1970, 89, N7.
2. Chari M. V. K. Finite element analysis of electrical machines and devices. — IEEE Trans. magn., 1980, 16, N5.
3. Chari M. V. K. Nonlinear finite element solution of electrical machines under no-load and full-load conditions. — IEEE Trans. magn., 1974, 10, N3.
4. Fuchs E. F., Senske K. Comparison of iterative solutions of the finite difference method with measurements as applied to Poisson's and the diffusion equations. — IEEE Trans. power appar. and syst., 1981, 100, N8.
5. Милых В. И. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин. — Электротехника, 1982, № 12.
6. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 1. Расчетные элементы общего значения. Машины постоянного тока. — Л.: М.: ОНТИ, 1935.
7. Милых В. И. Расчет электромагнитного поля в продольном сечении электрической машины. — Электротехника, 1984, № 12.

[26.11.85]

УДК 621.313.018.782.3.001.24

Анализ работы явнополюсных машин с несимметричными обмотками

ЕФИМЕНКО Е. И., канд. техн. наук

Чувашский государственный университет им. И. Н. Ульянова

В последнее время резко возросло применение синхронных двигателей малой мощности различных типов (с постоянными магнитами, реактивных, гистерезисных). Эти двигатели часто получают питание от однофазных сетей, при этом для создания вращающегося поля используются различные фазосдвигающие сопротивления. Поэтому даже при симметрично изготовленной обмотке статора его цепи становятся электрически несимметричными. Ротор этих машин несимметричен как в магнитном отношении (из-за явнополюсности), так и электрически — из-за несимметрии обмотки.

В статье исследуется машина с двухфазной обмоткой α, β на статоре при наличии дополнительного сопротивления Z_d в цепи одной из фаз. Особенности несимметричных трехфазных систем будут рассмотрены в специальной статье. Обмотку ротора можно представить двумя эквивалентными контурами D и Q (рис. 1).

Методы исследования машин с двухсторонней электрической и односторонней магнитной асимметрией разработаны в недостаточной степени. Электромагнитные процессы в них описываются дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами [1], что свиде-

тельствует о генерировании в машине токов и э. д. с. частот, отличающихся от частоты питания. При этом, в частности, утрачивается возможность использования операторного метода для исследования переходных режимов и комплексных уравнений для установившихся процессов.

В [2, 4], где рассматриваются синхронные микродвигатели с электрической асимметрией статора в асинхронных режимах (режим пуска, работа по отношению к обратному полю), параметры обмоток ротора и статора по осям d и q усредняются, т. е. по существу электрическая и магнитная асимметрия ротора не учитывается. Несимметричность ротора учитывается только при симметричном статоре [5].

До сих пор не отработаны вопросы теории даже основных явлений, обусловленных только основными пространственными гармониками и теми токами, которые в синхронном режиме имеют частоту сети. Как правило, при построении теории машин с явнополюсным ротором используется концепция двух реакций. Этот подход не позволяет выявить некоторые особые явления, например, образование асинхронного реактивного момента, природу которого удалось раскрыть при использовании другого фундаментального метода исследования электрических машин — метода вращающихся волн м. д. с. и индукций [6]. Метод двух реакций не может привести к получению уравнений с постоянными коэффициентами при двухсторонней асимметрии. Подобные уравнения будут получены в настоящей статье с помощью представлений и понятий, характерных для метода вращающихся волн. При этом будут рассматриваться только основные пространственные гармоники м. д. с. и индукций, но зато будет учитываться произвольное число генерируемых за счет асимметрии ротора и статора составляющих токов разных частот при синусоидальном внешнем напряжении статора.

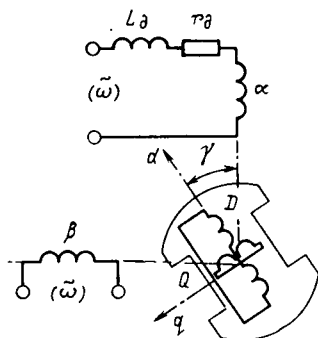


Рис. 1. Принципиальная схема исследуемой машины

Особенности физических процессов. Как показано в [7], в случае симметрии статорной системы при симметричном ее питании с частотой ω в обмотках машины за счет действия высших пространственных гармонических генерируются токи следующих частот:

$$\text{в статоре } \omega_N = (1 - N\nu)\omega, \text{ где } N = \begin{cases} N_f = \pm 2mc; \\ N_b = 2 \pm 2mc; \end{cases} \\ c = 0, 1, 2, 3, \dots;$$

$$\text{в роторе } \omega_\mu = (1 - \mu\nu)\omega, \text{ где } \mu = \mu' \frac{\sin \mu' \frac{\pi}{m}}{\sin \frac{\pi}{m}}.$$

$$\mu' = 1, 3, 5, 7, \dots$$

(для $m=2$ $\mu=1, -3, 5, -7, 9, \dots$; для $m=3$ $\mu=1, -5, 7, -11, 13, \dots$)

Здесь $\nu = \omega_R/\omega$ — относительная частота вращения ротора.

При симметричной обмотке статора его токи каждой частоты образуют по фазам симметричные системы, создающие круговые вращающиеся волны м. д. с. При $\nu=0$ токи порядка N_f создают прямые волны м. д. с., токи порядка N_b — обратные волны.

При несимметричном статоре его токи данной частоты образуют несимметричные по фазам статора системы токов, каждую из которых можно разложить на две симметричные системы:

$$j_{fb}^{(N)} = \frac{1}{2} (j_{\alpha}^{(N)} \pm j j_{\beta}^{(N)}). \quad (1)$$

Обычно токи прямой и обратной последовательности статора обозначают индексами 1 и 2, которые указывают на направление вращения м. д. с. по отношению к статору. Если рассматриваются только токи частоты сети, то индексы f и b соответствуют индексам 1 и 2: $j_{fb}^{(0)} = j_{12}^{(0)}$.

В машине с несимметричным статором и ротором действие основных пространственных гармонических м. д. с. статора и индукции ротора вызывает появление в обмотках бесконечных временных спектров. Набор частот токов статора совпадает с тем, который возникает в симметричном статоре за счет действия различных пространственных гармонических. Число частот токов ротора увеличивается в два раза — в общем случае частота ротора равна теперь $\omega_{\pm\mu} = (1 \mp \mu\nu)\omega$.

Токи статора произвольного N -го порядка и их составляющие f, b при $N\nu < 1$ имеют положительную частоту, при $N\nu > 1$ — отрицательную, что физически означает: при $N\nu < 1$ токи $j_f^{(N)}$ и $j_b^{(N)}$ являются токами прямой и обратной последовательности статора, создающими волны м. д. с., вращающиеся относительно статора в положительном и отрицательном направлениях соответственно, т. е. $j_{fb}^{(N)} = j_{12}^{(N)}$; при $N\nu > 1$ происходит изменение чередования и опрокидывание фаз токов обмотки статора: $j_{12}^{(N)} = j_{bf}^{(N)}$, т. е. составляющие f фактически создают обратную, а b — прямую волны м. д. с. Для описания явлений целесообразнее использовать составляющие f, b , для которых соотношение (1) сохраняется при переходе через скорость $\nu = 1/N$.

Поле, созданное прямой (в алгебраическом смысле) волной м. д. с. статора от его токов N -го порядка $F_f = \frac{1}{2} (\dot{F}_{\alpha}^{(N)} + j \dot{F}_{\beta}^{(N)})$, наводит в роторе э. д. с. частоты

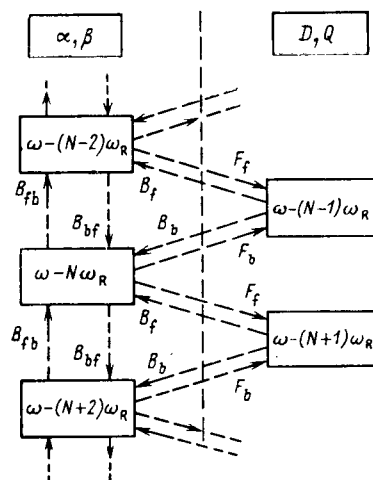


Рис. 2. Схема взаимных связей токов разных частот

$(\omega - N\omega_R) - \omega_R$, т. е. порядка $\mu = N + 1$. Обратная волна м. д. с. от токов N -го порядка $\dot{F}_b^{(N)} = \frac{1}{2} (\dot{F}_{\alpha}^{(N)} - j \dot{F}_{\beta}^{(N)})$

приводит к появлению в роторе э. д. с. частоты $(\omega - N\omega_R) + \omega_R = \omega - (N - 1)\omega_R$, т. е. порядка $\mu = N - 1$.

Токи ротора каждой частоты создают эллиптическое поле. Прямое поле от токов μ -го порядка с индукцией $\dot{B}_f^{(\mu)} = \frac{1}{2} (\dot{B}_D^{(\mu)} + j \dot{B}_Q^{(\mu)})$ наводит в статоре э. д. с. частоты

$(\omega - \mu\omega_R) + \omega_R = \omega - (\mu - 1)\omega_R$, т. е. порядка $N = \mu - 1$, обратное поле ротора с индукцией $\dot{B}_b^{(\mu)} = \frac{1}{2} (\dot{B}_D^{(\mu)} - j \dot{B}_Q^{(\mu)})$

наводит в статоре э. д. с. порядка $N = \mu + 1$.

Процесс наведения э. д. с. самоиндукции статора имеет следующие особенности. Каждая круговая вращающаяся волна м. д. с. статора из-за явнополюсности ротора создает эллиптическое поле. Относительно ротора прямая и обратная волны этого поля вращаются в разные стороны с одинаковыми скоростями и наводят в нем э. д. с. общей частоты (поэтому при рассмотрении воздействия круговой волны м. д. с. статора на ротор не было необходимости разделять действия прямого и обратного полей от этой м. д. с.). Относительно же статора согласные и встречные (по отношению к м. д. с.) волны поля вращаются с различными скоростями. Согласные поля вращаются с той же скоростью, что и м. д. с., и наводят э. д. с. самоиндукции частоты, равной частоте тока. Встречные поля от токов J -го порядка наводят э. д. с. данного N -го порядка, если: $(1 - J\nu)\omega - 2\nu\omega = (1 - N\nu)\omega$ — для прямой м. д. с.; $(1 - J\nu)\omega + 2\nu\omega = (1 - N\nu)\omega$ — для обратной м. д. с., откуда $N = J \pm 2$, т. е. токи статора каждой частоты наводят э. д. с. самоиндукции не только того же, но и двух «соседних» порядков, что отмечено на рис. 2 вертикальными стрелками. Там же в схематической форме отражены установленные ранее взаимодействия статора и ротора. В схеме рис. 2 заключено достаточно большое количество информации. В обозначениях схемы подчеркивается, что э. д. с. статора от токов других порядков наводится за счет встречных полей (B_{fb} или B_{bf} — индукции прямого или обратного полей, вызванные токами (м. д. с.) соответственно обратной или прямой последовательности). Из рис. 2 следует также, что при рассмотрении взаимодействия статора и ротора имеет значение характер (степень эллиптичности) м. д. с. статора (F_f и F_b — прямая и об-

ратная волны) и полей ротора (B_f и B_b — индукции прямого и обратного полей).

Исходные уравнения. Уравнение напряжений контура любой фазы:

$$u_i = i_i r_i + \frac{d\psi_i}{dt}, \quad \psi_i = \sum_k i_k L_{ik} \quad (i, k = \alpha, \beta, D, Q). \quad (2)$$

Электромагнитный момент машины

$$M = \frac{p}{2} \sum_i i_i \sum_k i_k \frac{dL_{ik}}{d\gamma}, \quad (3)$$

где $\gamma = \omega_R t + \gamma_0$ — угол между осями α и d , рад/с.

При наличии произвольного дополнительного сопротивления в цепи фазы α ее параметры

$$r_\alpha = r_s + r_d; \quad L_\alpha = L_{\alpha\alpha} + L_d,$$

где $L_{\alpha\alpha}$ — «внутренняя» индуктивность, обусловленная магнитным полем фазы; активное сопротивление фазы β — $r_\beta = r_s$.

Если параметры всех фаз машины приведены к общему числу эффективных витков, то их индуктивности, обусловленные основными пространственными гармоническими поля [6] равны:

$$\left. \begin{aligned} L_{\alpha\alpha} &= L_f + L_b \cos 2\gamma; \\ L_{\beta\beta} &= L_f - L_b \cos 2\gamma; \\ L_{\alpha\beta} &= L_{\beta\alpha} = L_b \sin 2\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из-за явнополюсности ротора индуктивности фаз статора имеют переменную составляющую, амплитуда которой $L_b = \frac{1}{2}(L_d - L_q)$. Постоянная составляющая $L_f = \frac{1}{2}(L_d + L_q)$.

Взаимные индуктивности фаз статора и ротора:

$$\left. \begin{aligned} L_{\alpha D} &= L_{D\alpha} = L_{md} \cos \gamma; \quad L_{\alpha Q} = L_{Q\alpha} = -L_{mq} \sin \gamma; \\ L_{\beta D} &= L_{D\beta} = L_{md} \sin \gamma; \quad L_{\beta Q} = L_{Q\beta} = L_{mq} \cos \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Параметры исходных уравнений переменны. Из-за электрической асимметрии статора не удастся получить уравнения с постоянными коэффициентами и в координатах d, q . Предлагаемый путь получения таких уравнений заключается в переходе к специальным комплексным функциям — временным векторам, однозначно определяющим соответствующие действительные величины, и в их преобразованиях, включающих как обычное преобразование f, b , так и некоторые специальные преобразования.

Переход к временным векторам. При любом законе изменения во времени данной величины ее можно представить в виде суммы определенного числа затухающих гармонических колебаний. Так, ток i -й фазы

$$i_i = \sum_r I_{ir} e^{-\rho_r t} \cos(\omega_r t - \varphi_{ir}).$$

Этой действительной функции можно поставить в соответствие следующую комплексную функцию времени:

$$\tilde{i}_i = \sum_r \dot{I}_{ir} e^{(-\rho_r + j\omega_r) t},$$

которую назовем временным вектором, рассматривая его как вектор, вращающийся в неподвижной плоскости с переменными в общем случае скоростью и амплитудой. Проекция временного вектора на вещественную ось

плоскости однозначно определяет исходную действительную функцию:

$$i_i = \operatorname{Re} \tilde{i}_i. \quad (6)$$

Поскольку индуктивности машины являются действительными функциями времени, то

$$\psi_i = \operatorname{Re} \tilde{\psi}_i, \quad \text{где } \tilde{\psi}_i = \sum_k \tilde{i}_k L_{ik},$$

поэтому

$$\tilde{u}_i = i_i r_i + \frac{d\tilde{\psi}_i}{dt} \quad (2a)$$

в том смысле, что $u_i = \operatorname{Re} u_i$. Следовательно, при переходе к временным векторам уравнения напряжений сохраняют свой вид. Так как $i_i = \frac{1}{2}(\tilde{i}_i + \dot{i}_i)$, то

$$M = \frac{p}{8} \sum_i (\tilde{i}_i + \dot{i}_i) \sum_k (\tilde{i}_k + \dot{i}_k) \frac{dL_{ik}}{d\gamma}. \quad (3a)$$

Преобразование $\tilde{f}, \tilde{b}$ применяется только по отношению к статорным переменным $\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}$, т. е. к временным векторам фазных величин статора:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{i}_f &= \frac{1}{2}(\tilde{i}_\alpha + \tilde{j}\tilde{i}_\beta); \\ \tilde{i}_b &= \frac{1}{2}(\tilde{i}_\alpha - \tilde{j}\tilde{i}_\beta), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

откуда

$$\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_f + \tilde{i}_b; \quad \tilde{i}_\beta = -\tilde{j}\tilde{i}_f + \tilde{j}\tilde{i}_b. \quad (8)$$

Аналогичные соотношения справедливы и для потокоцеплений и напряжений статора.

Осуществляя преобразование статорных переменных, можно получить:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{u}_f &= \tilde{i}_f r_s + \frac{1}{2} \left(r_d + L_d \frac{d}{dt} \right) (\tilde{i}_f + \tilde{i}_b) + \frac{d\tilde{\psi}_f}{dt}; \\ \tilde{u}_b &= \tilde{i}_b r_s + \frac{1}{2} \left(r_d + L_d \frac{d}{dt} \right) (\tilde{i}_f + \tilde{i}_b) + \frac{d\tilde{\psi}_b}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$\tilde{\psi}_f = \tilde{\psi}_{fs} + \tilde{\psi}_{fR}; \quad \tilde{\psi}_b = \tilde{\psi}_{bs} + \tilde{\psi}_{bR}; \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\psi}_{fs} &= \tilde{i}_f L_f + \tilde{i}_b L_b e^{j2\gamma}; \\ \tilde{\psi}_{bs} &= \tilde{i}_b L_b + \tilde{i}_f L_b e^{-j2\gamma}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\psi}_{fR} &= \frac{1}{2}(\tilde{i}_D L_{md} + \tilde{j}\tilde{i}_Q L_{mq}) e^{j\gamma}; \\ \tilde{\psi}_{bR} &= \frac{1}{2}(\tilde{i}_D L_{md} + \tilde{j}\tilde{i}_Q L_{mq}) e^{-j\gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Уравнения напряжений ротора:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{u}_D &= \left(r_D + L_D \frac{d}{dt} \right) \tilde{i}_D + \frac{d}{dt} (\tilde{i}_f e^{-j\gamma} + \tilde{i}_b e^{j\gamma}) L_{md}; \\ \tilde{u}_Q &= \left(r_Q + L_Q \frac{d}{dt} \right) \tilde{i}_Q - j \frac{d}{dt} (\tilde{i}_f e^{-j\gamma} - \tilde{i}_b e^{j\gamma}) L_{mq}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Преобразование (7) только внешне совпадает с известным преобразованием мгновенных величин, применяемым в теории переходных процессов электрических машин [8, 9], которое дает пространственный (изображающий) вектор токов $\tilde{i}_s = i_\alpha + j i_\beta$ и сопряженный с ним вектор $\dot{i}_s = i_\alpha - j i_\beta$. В любом режиме модули этих векторов одинаковы.

Преобразование (7) затрагивает не вещественные, а комплексные величины, поэтому $\tilde{i}_b \neq \dot{i}_f$. При симметричном питании, когда $\tilde{u}_a = U_m e^{j\omega t}$, $\tilde{u}_b = -jU_m e^{j\omega t}$, напряжение $\tilde{u}_f = U_m e^{j\omega t}$, а $\tilde{u}_b = 0$, и токи $\tilde{i}_f$ и $\tilde{i}_b$, определенные из (9), будут сугубо различными (при обычном преобразовании вещественных напряжений $u_a = U_m \cos \omega t$ и $u_b = U_m \sin \omega t$ было бы: $u_b = \dot{u}_f$, $i_b = \dot{i}_f$). В установившемся режиме токи $\tilde{i}_f$ и $\tilde{i}_b$ обращаются в обычные симметричные составляющие, а составляющие по [8, 9] никакого отношения к таковым не имеют, хотя и названы там симметричными составляющими мгновенных значений.

В соответствии с (11) и (15) параметры для токов $\tilde{i}_f$, $\tilde{i}_b$ представляют уже не тригонометрические, а показательные комплексные функции. Функции такого же типа представляют и токи $\tilde{i}_f$, $\tilde{i}_b$.

Электромагнитный момент также может быть выражен через переменные $\tilde{f}$, $\tilde{b}$:

$$M = \frac{p}{2} \operatorname{Re} \left\{ \dot{i}_f \frac{d}{d\gamma} \left[(\tilde{\psi}_{fs} + \dot{\psi}_{bs}) + 2(\tilde{\psi}_{fr} + \dot{\psi}_{br}) \right] + \dot{i}_b \frac{d}{d\gamma} \left[(\dot{\psi}_{fs} + \tilde{\psi}_{bs}) + 2(\dot{\psi}_{fr} + \tilde{\psi}_{br}) \right] \right\}. \quad (14)$$

Переход к элементарным переменным и их унифицирование. В качестве элементарных переменных будут рассматриваться составляющие $\tilde{f}$, $\tilde{b}$, $\tilde{D}$, $\tilde{Q}$ различных порядков, которым в установившемся режиме соответствуют токи различных частот:

$$\tilde{i}_{fb} = \sum_N \tilde{i}_{fb}^{(N)}; \quad \tilde{i}_{DQ} = \sum_\mu \tilde{i}_{DQ}^{(\mu)}. \quad (15)$$

Система элементарных переменных полностью определяет фазные величины:

$$\tilde{i}_{\alpha\beta} = \sum_N \tilde{i}_{\alpha\beta}^{(N)}; \quad \tilde{i}_\alpha^{(N)} = \tilde{i}_f^{(N)} + \tilde{i}_b^{(N)}; \quad \tilde{i}_\beta^{(N)} = -j\tilde{i}_f^{(N)} + j\tilde{i}_b^{(N)}. \quad (16)$$

Из (11) и (12) вытекает установленный ранее характер взаимодействий токов и э. д. с. (потокосцеплений) различных частот. Так, из (11) следует, что потокосцепление статора N -го порядка создается не только за счет токов статора того же порядка, но и за счет токов $(N \pm 2)$ -го порядков:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\psi}_{fs}^{(N)} &= \tilde{i}_f^{(N)} L_f + \tilde{i}_b^{(N+2)} e^{j2\gamma} L_b; \\ \tilde{\psi}_{bs}^{(N)} &= \tilde{i}_b^{(N)} L_f + \tilde{i}_f^{(N-2)} e^{-j2\gamma} L_b. \end{aligned} \right\} \quad (11a)$$

Аналогично из (12) вытекает, что э. д. с. N -го порядка статора наводится или прямым полем ротора от токов порядка $\mu = N + 1$ или обратным полем от токов с $\mu = N - 1$.

Для устранения зависимости коэффициентов в выражениях для потокосцеплений от времени достаточно перейти к новым переменным:

$$\tilde{i}_{fb}^{(N)} = \tilde{i}_{fb}^{(N)} e^{jN\gamma}; \quad \tilde{i}_{DQ}^{(\mu)} = \tilde{i}_{DQ}^{(\mu)} e^{j\mu\gamma}, \quad (17)$$

при этом

$$\tilde{\psi}_{fb}^{(N)} s = \tilde{\psi}_{fb}^{(N)} s e^{jN\gamma} = \tilde{i}_{fb}^{(N)} L_f + \tilde{i}_{fb}^{(N \pm 2)} L_b. \quad (11b)$$

Переменные $\tilde{f}$, $\tilde{b}$, $\tilde{D}$, $\tilde{Q}$ назовем унифицированными так как преобразования (17) означают замену величин, изменяющихся с разными частотами, величинами с общей частотой, равной частоте сети ω .

Учитывая, что

$$\frac{d}{dt} \tilde{\psi}_{fb}^{(N)} = e^{-jN\gamma} \left(\frac{d}{dt} - jN\omega_R \right) \tilde{\psi}_{fb}^{(N)}$$

и составляя уравнения баланса напряжений разных порядков, можно от двух пар уравнений напряжений вида (9) и (13) перейти к любому требуемому числу этих уравнений.

Для установившихся режимов от дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами можно перейти к комплексным уравнениям, заменяя d/dt на $j\omega$, а временные векторы — на обычные комплексы. Если токи ротора вводятся только индукционным путем ($u_D = 0$, $u_Q = 0$), то они могут быть исключены из уравнений статора и момента. Для этого

достаточно заменить jx_f на $Z_f^{(N+1)} = \frac{1}{2} (Z_{\psi d}^{(N+1)} + Z_{\psi q}^{(N+1)})$,

а jx_b на $Z_b^{(N \pm 1)} = \frac{1}{2} (Z_{\psi d}^{(N \pm 1)} - Z_{\psi q}^{(N \pm 1)})$, где

$$Z_{\psi d}^{(N \pm 1)} = jx_{\sigma d} + \frac{jx_{md} \frac{r_D}{1 - (N \pm 1)v} + jx_{\sigma D}}{\frac{r_D}{1 - (N \pm 1)v} + j(x_{mD} + x_{\sigma D})} \quad (18)$$

— эквивалентное сопротивление, обусловленное не только собственным потокосцеплением статора по оси d , но и токами фазы D ротора $(N + 1)$ -го или $(N - 1)$ -го порядка. Индексом σ снабжены индуктивные сопротивления рассеяния, индексом m — сопротивления взаимной индукции статора и ротора. Выражение для $Z_{\psi q}^{(N \pm 1)}$ абсолютно аналогично. В результате могут быть получены следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{U}_f^{(N)}}{1 - Nv} &= \dot{i}_f^{(N)} \left(\frac{r_s}{1 - Nv} + \frac{Z_{\psi d}^{(N)}}{2} + Z_f^{(N+1)} \right) + \\ &+ \dot{i}_b^{(N)} \frac{Z_{\psi d}^{(N)}}{2} + \dot{i}_b^{(N+2)} Z_b^{(N+1)}; \\ \frac{\dot{U}_b^{(N)}}{1 - Nv} &= \dot{i}_b^{(N)} \left(\frac{r_s}{1 - Nv} + \frac{Z_{\psi d}^{(N)}}{2} + Z_f^{(N-1)} \right) + \\ &+ \dot{i}_f^{(N)} \frac{Z_{\psi d}^{(N)}}{2} + \dot{i}_f^{(N-2)} Z_b^{(N-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где

$$\dot{i}_{fb}^{(N)} = \dot{i}_{fb}^{(N)} e^{jN\gamma}; \quad Z_{\psi d}^{(N)} = \frac{r_D}{1 - Nv} + jx_{\sigma d}. \quad (20)$$

На основании (19) путем перебора всех значений N может быть записана бесконечная система рекуррентных уравнений, каждое из которых связывает три составляющие токов статора двух частот; при $N \neq 0$ все $\dot{U}_{fb}^{(N)} = 0$. Подобной системе уравнений отвечает цепочечная схема замещения, изображенная на рис. 3. Контур для токов основной частоты — выделены.

Система уравнений вида (19) позволяет определить любое конечное число составляющих прямой и обратной последовательности токов разных частот; токи, порядки

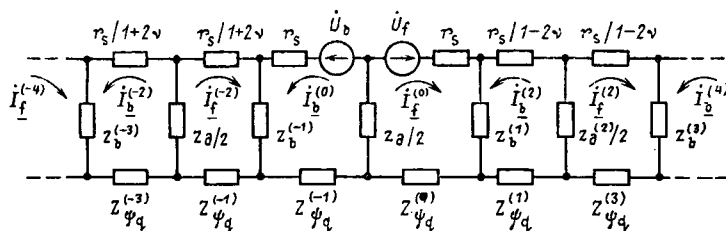


Рис. 3. Цепочечная схема замещения для токов статора разных частот

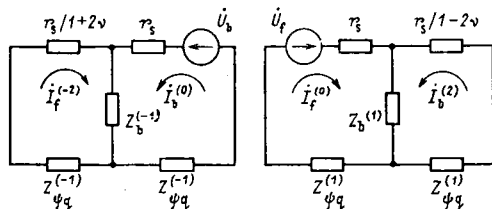


Рис. 4. Схемы замещения двигателя с симметричным статором при несимметричном питании

которых по сравнению с порядками искоемых токов отстоят «дальше» от $N=0$, отбрасываются. При этом определяются комплексы унифицированных токов, которые, как следует из (19), не зависят от начального положения γ_0 при любой скорости ротора (включая синхронную и нулевую). От начального положения ротора зависят лишь фазы реальных токов, которые определяются по (20). Полные токи каждой частоты в фазах находятся с помощью (16).

Из схемы рис. 3 видно, что соотношение между токами прямой и обратной последовательности общей частоты (при общем верхнем индексе N) зависит от степени электрической асимметрии статора, определяемой значением Z_d (для основных токов при $N=0$ — еще и от степени несимметрии питающих напряжений). Значение же генерируемых в статоре токов частот, не равных частоте сети (по сравнению с токами «предыдущего» порядка, более близкого к $N=0$), определяется степенью электрической и магнитной асимметрии ротора, обобщенной мерой которой может служить сопротивление $Z_b^{(N\pm 1)}$. При симметричном статоре ($Z_d=0$), но не симметричном питании возникают только четыре составляющие токов трех частот. Контур для токов, вызванных напряжениями U_f и U_b , можно рассматривать независимо (рис. 4).

Электромагнитный момент в любом режиме определяется по (14). Из этого выражения можно заключить, что в установившихся режимах могут возникать моменты двух видов.

Асинхронные моменты не зависят от времени при любой скорости ротора и возникают за счет токов и потокосцеплений одинаковых последовательностей и одинаковых частот (одних порядков):

$$M_a = \sum_N M_a^{(N)} = \sum_N \frac{p}{2} \operatorname{Re} \left[\dot{i}_f^{(N)} \frac{d}{d\gamma} (\tilde{\Psi}_{fs}^{(N)} + 2\tilde{\Psi}_{fr}) + \dot{i}_b^{(N)} \frac{d}{d\gamma} (\tilde{\Psi}_{bs}^{(N)} + 2\tilde{\Psi}_{br}) \right]. \quad (21)$$

«Элементарный» момент $M_a^{(N)}$ обусловлен взаимодействием прямой и обратной волн м. д. с. от токов N -го порядка с соответственно прямой и обратной волнами

индукций, создающих потокосцепления N -го порядка, т. е. вращающихся с частотами $\omega_{fb}^{(N)} = \pm(\omega - N\omega_R)$. В установившихся режимах

$$\dot{i}_{fb}^{(N)} = \sqrt{2} \dot{i}_{fb}^{(N)} e^{-j(\omega - N\omega_R)t};$$

$$\tilde{\Psi}_{fb}^{(N)} = \sqrt{2} \tilde{\Psi}_{fb}^{(N)} e^{j(\omega - N\omega_R)t}$$

и момент $M_a^{(N)}$ не зависит от времени.

Раскрывая с помощью (11) и (12) значения потоко-сцеплений, можно получить

$$M_a^{(N)} = 2p \operatorname{Re} j \left(\dot{\Psi}_{f-}^{(N)} \dot{i}_{f-}^{(N)} - \dot{\Psi}_{b-}^{(N)} \dot{i}_{b-}^{(N)} \right). \quad (22)$$

где

$$j\omega \dot{\Psi}_{fb}^{(N)} = \dot{i}_{fb}^{(N)} Z_f^{(N\pm 1)} + \dot{i}_{bf}^{(N\pm 2)} Z_b^{(N\pm 1)}. \quad (23)$$

Из этих выражений следует, что не зависящие от времени асинхронные моменты создаются и за счет взаимодействия токов разных частот. Это происходит из-за возникновения в машине не только согласных, но и встречных (по отношению к возбуждающей вращающейся волне м. д. с. статора) волн индукции. Встречные поля создаются как непосредственно вращающейся волной м. д. с. статора (из-за неравномерности зазора), так и ответной несимметричной системой токов ротора. Встречные поля, вызванные обратными токами статора $(N+2)$ -го порядка или прямыми токами $(N-2)$ -го порядка, оказываются неподвижными относительно соответственно прямой или обратной м. д. с. статора от тока N -го порядка.

Интересен случай отсутствия контуров на роторе, когда $Z_b^{(N\pm v)} = jx_b = j\frac{1}{2}(x_d - x_q)$, при этом асинхронный момент не исчезает:

$$M_a^{(N)} = 2pL_b \operatorname{Re} j \left(\dot{i}_{f-}^{(N)} \dot{i}_{b-}^{(N+2)} - \dot{i}_{b-}^{(N)} \dot{i}_{f-}^{(N-2)} \right). \quad (24)$$

Этот момент можно назвать асинхронным реактивным (или параметрическим).

Синхронные моменты. После учета асинхронных моментов в соответствии с (14) остаются моменты взаимодействия волн м. д. с. и индукции разных частот или направлений вращения. Эти моменты пульсируют во времени с различными частотами. Однако при определенных скоростях ротора те моменты, которые создаются за счет «встречных» (в алгебраическом смысле) волн м. д. с. и индукции, могут стать постоянными во времени, если соответствующие волны м. д. с. и индукции при этих скоростях роторов начинают вращаться синхронно друг с другом. Соответствующие моменты также называются синхронными.

Так, если рассмотреть «элементарный» момент, обусловленный «двумя взаимодействиями»: волны м. д. с. от токов J -го порядка с волной индукции, создающей потокосцепление N -го порядка, а также волны м. д. с. от токов N -го порядка с потокосцеплением J -го порядка, то при частоте вращения ротора

$$\omega_{rc} = \frac{2\omega}{N+J}, \quad (25)$$

т. е. $v_c = \frac{2}{N+J}$, этот момент станет постоянным:

$$M_c^{NJ} = 2p \operatorname{Re} j \left[(\dot{\Psi}_f^{(J)} \dot{i}_b^{(J)} - \dot{\Psi}_b^{(N)} \dot{i}_f^{(J)}) + (\dot{\Psi}_f^{(J)} \dot{i}_b^{(N)} - \dot{\Psi}_b^{(N)} \dot{i}_f^{(J)}) \right]. \quad (26)$$

Результирующий синхронный момент при данной относительной скорости v_c

$$M_{cv} = \sum_j M_c^{NJ}, \quad N = \frac{2}{v_c} - J. \quad (27)$$

При этом v_c может принимать значения $v = \pm 1/c$, $c=0, 1, 2, 3, \dots$ Например, при основной синхронной скорости ($v=1$) синхронные моменты дают токи и потокоцепления следующих сочетаний порядков: 0 и 2, -2 и 4, -4 и 6, -6 и 8 и т. д. Необходимо помнить, что до сих пор рассматривались процессы при невозбужденном роторе.

Синхронный режим возбужденной машины имеет особое значение, рассмотрим его специально. В этом режиме частота вращения ротора и частота питания статора одинаковы. Поле возбуждения ротора наводит в статоре э. д. с. частоты $\omega \dot{E}_0 = -\varepsilon \dot{U}_f^{(0)} e^{-j\theta}$, где θ — угол нагрузки. Токи, созданные как за счет питающей сети, так и за счет возбуждения ротора, сливаются в общие токи частот, кратных частоте сети. Если синхронный режим рассматривать как частный случай асинхронного, то необходимо ввести токи отрицательных частот. Например, токи порядка $N=4$ при $\omega_R = \omega$ имеют частоту $\omega - 4\omega_R = -3\omega$. Уравнения напряжений (19) остаются справедливыми, достаточно принять $v=1$ и учесть особенности уравнений для $\dot{U}_f^{(0)}$ и $\dot{U}_b^{(2)}$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_f^{(0)} + \dot{E}_0 &= \dot{I}_f^{(0)} \left(r_s + \frac{Z_d}{2} + jx_f \right) + \dot{I}_b^{(0)} \frac{Z_d}{2} + j\dot{I}_b^{(2)} x_b; \\ 0 &= \dot{I}_b^{(2)} \left(-r_s + \frac{Z_d}{2} + jx_f \right) + \dot{I}_f^{(2)} \frac{Z_d}{2} + j\dot{I}_f^{(0)} x_b. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

В синхронном режиме токи положительных и отрицательных частот с одинаковым абсолютным значением частоты физически неразличимы в полных токах. Их можно рассматривать в качестве предельных токов, к которым стремятся токи разных частот (порядков) асинхронного режима.

Токи положительной частоты ($k\omega=1, 3, 5, \dots$) имеют порядок $N=1-k \leq 0$. Токи отрицательной частоты ($-k\omega$) имеют порядок $N=1+k > 0$; эти токи можно считать токами положительной частоты, если изменить чередование фаз и перейти к сопряженным токам («прокинуть» фазу).

Результирующие токи прямой и обратной последовательности частоты $k\omega$ (унифицированные):

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{fk} &= \dot{I}_{fk} e^{j(1-k)\gamma_0} = \dot{I}_f^{(1-k)} + \dot{I}_b^{(1+k)} e^{j2\gamma_0}; \\ \dot{I}_{bk} &= \dot{I}_{bk} e^{j(1-k)\gamma_0} = \dot{I}_b^{(1-k)} + \dot{I}_f^{(1+k)} e^{j2\gamma_0}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Если начало отсчета времени совместить с моментом максимума $\dot{U}_f^{(0)}$, то $\gamma_0 = -\frac{\pi}{2} - \theta$, где θ — угол между векторами $\dot{U}_f^{(0)}$ и $(-\dot{E}_0)$.

На основании уравнений вида (19), позволяющих определить токи положительных и отрицательных частот по отдельности, можно получить специфические уравнения синхронного режима, не требующие определения токов отрицательных частот. Действительно, учитывая, что из (18) следует

$$Z_{fb}^{(2-k)} = -\dot{Z}_{fb}^{(k)}; \quad Z_{fb}^{(-k)} = -\dot{Z}_{fb}^{(k+2)},$$

и вычитая из уравнения вида (19) для напряжения

$\dot{U}_{fb}^{(1-k)}$ сопряженное уравнение напряжения $\dot{U}_{bf}^{(1+k)}$, получаем:

для напряжения основной частоты

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_f^{(0)} + \dot{E}_0 &= \dot{I}_{f1} \left(r_s + \frac{Z_d}{2} + jx_f \right) + \dot{I}_{b1} \frac{Z_d}{2} + \\ &\quad + j\dot{I}_{f1} x_b e^{j2\gamma_0} \\ \dot{U}_b^{(0)} &= \dot{I}_{b1} \left(r_s + \frac{Z_d}{2} + Z_f^{(-1)} \right) + \\ &\quad + \dot{I}_{f1} \frac{Z_d}{2} + \dot{I}_{f3} Z_b^{(-1)}; \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

для напряжения произвольной частоты $k\omega$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \dot{I}_{fk} \left(\frac{r_s}{k} + \frac{Z_d^{(k)}}{2} + Z_f^{(2-k)} \right) + \\ &\quad + \dot{I}_{bk} \frac{Z_d^{(k)}}{2} + \dot{I}_{b(k-2)} Z_b^{(2-k)}; \\ 0 &= \dot{I}_{bk} \left(\frac{r_s}{k} + \frac{Z_d^{(k)}}{2} + Z_f^{(-k)} \right) + \\ &\quad + \dot{I}_{fk} \frac{Z_d^{(k)}}{2} + \dot{I}_{f(k+2)} Z_b^{(-k)}, \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

где

$$Z_d^{(k)} = r_d/k + jx_d.$$

Выводы. 1. В машинах с явнополюсной вторичной системой и двухсторонней несимметрией обмоток даже при действии только основных пространственных гармоник м. д. с. и индукции развиваются параметрические явления — генерируются э. д. с. и токи частот, являющихся комбинациями частоты сети и частот, кратных частоте вращения ротора.

2. Дифференциальные уравнения, описывающие эти явления, путем традиционных преобразований не удается привести к уравнениям с постоянными коэффициентами.

3. Предложенный метод анализа, заключающийся в развитии метода вращающихся волн, позволяет получить уравнения с постоянными коэффициентами путем повышения порядка (размерности) системы уравнений за счет разделения переменных на «элементарные» и индивидуального преобразования (унифицирования) каждой из них. Разработанную математическую модель можно рассматривать в качестве параметрической теории машин с двухсторонней несимметрией.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980.
2. Электрические машины малой мощности/Д. А. Завалишин, С. И. Бардинский, О. Б. Певзнер и др. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. — Л.: Энергия, 1976.
4. Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1975.
5. Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины. — М.: Энергия, 1970.
6. Ефименко Е. И. Несимметричные микромашины переменного тока. — Чебоксары, 1983.
7. Ефименко Е. И. Уравнения явнополюсных машин при учете дискретности обмоток. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1983, № 6.
8. Лайон В. Анализ переходных процессов в машинах переменного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
9. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. — М.; Л.: Энергия, 1964.

Характеристики преобразователей параметров электрической энергии в системах с многозонной импульсной модуляцией

КОБЗЕВ А. В., доктор техн. наук, МИХАЛЬЧЕНКО Г. Я., канд. техн. наук

НИИ автоматики и электромеханики при Томском институте автоматизированных систем управления и радиозлектроники

Специалисты по преобразовательной технике уделяют большое внимание повышению качества управления параметрами электрической энергии, базируясь, в первую очередь, на импульсно-модуляционных методах. Авторами предложен и развит один из путей решения проблемы — многозонная импульсная модуляция (МИМ) в звене повышенной частоты [1—3]. Такая модуляция предполагает разделение всего диапазона изменения выходного сигнала на зоны, управление (модуляция) потоком энергии в которых осуществляется поочередно, а условием перехода в каждую последующую зону является завершение полного цикла модуляции в предыдущей зоне, например, изменение относительной длительности импульсов γ от нуля до единицы.

Увеличение числа зон позволяет уменьшить значение импульсной составляющей до любой, сколь угодно малой величины, что создает предпосылки коренного улучшения характеристик преобразования. При этом, как показано в [1], увеличение числа зон путем наращивания количества ячеек не сопровождается ухудшением технико-экономических показателей (габаритной мощности, к. п. д., стоимости, надежности), а в ряде случаев, например, в режиме постоянства мощности нагрузки удастся получить многократный выигрыш по габаритной мощности.

Практическая реализация МИМ получила реальную основу в системах с промежуточным звеном повышенной частоты, которые гарантируют решение структурных и энергетических проблем передачи мощности от промышленных сетей переменного тока к нагрузке. Такие системы характеризуются универсальным свойством реализации большей части видов преобразования параметров электрической энергии на общих структурной и схемной основах, для чего достаточно изменить лишь характер управляющего (модулирующего) воздействия. Авторами, в частности, реализованы системы регулирования и стабилизации переменного и постоянного напряжений, преобразования частоты, усиления сигналов инфранизкого и звукового диапазона частот, компенсации фазовых сдвигов и мощности искажения, трансформации, включающей изменение с заданным коэффициентом уровней напряжения, тока, мощности, частоты и числа фаз.

Во всех реализованных установках удалось существенно улучшить технико-экономические показатели. Так, в [2] проводятся данные по созданному авторами типовому ряду сетевых стабилизаторов переменного напряжения мощностью 1—25 кВ·А и их сравнение с известными аналогами. Показано, что массо-габаритные показатели улучшились в 3—10 раз, быстроедействие — 20÷50 раз, точность стабилизации — в 2÷3 раза, стабилизаторы не искажают выходное напряжение (коэффициент гармоник 0,8 %) и входной ток (коэффициент мощности равен единице). В таких же пропорциях улучшены показатели преобразователя для ввода энергии в сверхпроводящие накопители на напряжение 0—12 В и ток 1000 А, описанного в [8]. Только здесь дополнительно значение к. п. д. с уровня 40—50 %, характер-

ного для отечественных и зарубежных аналогов, доведено до 85 %.

В то же время в настоящее время исследованы только базовые виды преобразования: регулирование напряжений и усиление сигналов. Настоящая статья обобщает и углубляет сведения по этим базовым видам. В дополнение к уже имеющимся сведениям в публикациях [1, 2, 4] в ней представлены новые модели сигналов с МИМ, новые расчетные выражения для систем регулирования постоянного и переменного напряжения, дан анализ точности воспроизведения сигналов при изменении глубины модуляции и кратности квантования.

Количественная оценка эффективности преобразования может быть дана на основе анализа энергетических и спектральных характеристик МИМ и сравнения их с характеристиками традиционных импульсно-модуляционных методов. Однако получение таких характеристик аналитическим путем сопряжено со значительными трудностями. Во-первых, сложность и разветвленность структур с МИМ затрудняет математическое описание схем замещения, во-вторых, широко применяемые методы замены текущей длительности импульса непрерывной функцией представляют собой, по существу, прием сведения дискретной системы к непрерывной, что приводит к ошибочным результатам при близких значениях тактовой частоты (частоты квантования f_k) и частоты модулирующего сигнала f_c .

Ошибка порождается тем, что, например, при модуляции синусоидальным сигналом в формулах разложения появляются слагаемые вида

$$F(t) = \sin(m \sin \Omega t),$$

а в действительности приращение длительности импульса от такта к такту изменяется дискретно и $F(t)$ представляет собой набор дискретных значений $F(t_i)$, задаваемых в виде мгновенных отсчетов. Вводя непрерывную функцию, переходим к огибающей этих отсчетов. Реальный же спектр $F(t_i)$ совпадает с огибающей только при большой кратности квантования

$$n = \frac{f_k}{f_c} = \frac{T_\Omega}{a},$$

(где T_Ω — период сигнала; a — интервал квантования), а при $n < 24$ значение приращения модулируемого параметра становится соизмеримым с длительностью импульса, что не учитывается выражением для $F(t)$. В то же время преобразование электрической энергии полупроводниковыми устройствами повышенной мощности выгодно осуществлять как раз при малых кратностях квантования, так как частота коммутации ограничена значением допустимых потерь.

Одно из главных преимуществ МИМ как раз в том и состоит, что заданные характеристики качества управления параметрами электрической энергии обеспечиваются при минимальной частоте коммутации, что позволяет в одной системе решить одновременно и информационные и энергетические проблемы. Учитывая отмеченные выше принципиальные ограничения аналитического подхода, рассматриваем далее импульсный

сигнал в мгновенных значениях и расчет ведем численными методами по его математической модели.

Математические модели сигналов с МИМ. Один из вариантов структуры преобразователя представлен на рис. 1. Он содержит ряд параллельно включенных инверторных ячеек И1—ИN, демодулятор Дм и высокочастотные трансформаторы Тр1—ТрN. В другом варианте имеются один инвертор и один высокочастотный трансформатор с N вторичными обмотками и N демодуляторами [2, 3]. Структуры с МИМ могут быть также выполнены на автономных ячейках, когда число инверторов равно числу демодуляторов, либо в первых двух структурах могут иметь вспомогательную автономную ячейку. Каждая из инверторных ячеек или демодуляторы осуществляют широтно-импульсную модуляцию напряжения в своей зоне в соответствии со значением модулирующего сигнала $U_{вх}(t)$. Представление алгоритмов работы ключей коммутационными функциями типа «прямоугольный синус» [1, 5].

$$f_a(t - \tau_i),$$

где a — полупериод функции; τ_i — временной сдвиг момента переключения ключа относительно базового коммутатора, позволяет результирующую коммутационную функцию представить в наиболее компактном и наглядном виде.

Так, в схеме рис. 1 напряжение на вторичной обмотке i -го трансформатора

$$\bar{U}_i = \frac{U_i}{U_0} = \frac{m_i}{2} [f_a(t - \tau_{1i}) - f_a(t - \tau_{3i})], \quad (1)$$

где U_0 — напряжение питания; $m_i = \frac{1}{k_{\tau i}}$; $k_{\tau i}$ — коэффициент трансформации.

Коммутационная функция, описывающая процесс преобразования в демодуляторе, может быть представлена выражением

$$K\Phi_{\text{дм}} = \frac{1}{2} \{ [1 + f_a(t)] - [1 - f_a(t)] \} = f_a(t), \quad (2)$$

а его выходное напряжение

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^N K\Phi_{\text{дм}} \bar{U}_i = \sum_{i=1}^N \frac{m_i}{2} f_a(t) [f_a(t - \tau_{1i}) - f_a(t - \tau_{3i})]. \quad (3)$$

Для случая с одним нерегулируемым инвертором и N демодуляторами напряжение на вторичных обмотках трансформатора

$$\bar{U}_i = m_i f_a(t), \quad (4)$$

на выходе i -го демодулятора

$$\bar{U}_{\text{вых}i} = \frac{m_i}{2} f_a(t) [f_a(t - \tau_{1i}) - f_a(t - \tau_{3i})], \quad (5)$$

а результирующее выходное напряжение

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^N \frac{m_i}{2} f_a(t) [f_a(t - \tau_{1i}) - f_a(t - \tau_{3i})], \quad (6)$$

что совпадает с (3).

Фазовые сдвиги τ_i находятся совместным решением уравнений развертывающих прямых генераторов возра-

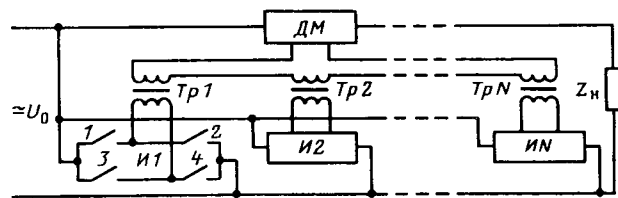


Рис. 1

стающего y_b и ниспадающего y_n напряжений

$$y_b = \frac{2}{a} t - N_1 + 2l;$$

$$y_n = N_1 - 2l - \frac{2}{a} t$$

и уравнения сигнала $U_{вх} = \mu F(t - t_0)$,

где $\mu = \frac{A_{\text{мвх}}}{N_1}$ — глубина модуляции; l — текущий це-

лочисленный аргумент ($-\infty < l < N_1$); N_1 — число зон.

Тогда набор дискретных отсчетов сдвигов фазы τ_{1i} , τ_{3i} «прямоугольного синуса» $f_a(t - \tau_i)$, определяющих фронты импульсной последовательности, можно определить из уравнений

$$\frac{2}{a} (\tau_{1i} + sa) - N_1 + 2l = \mu F(\tau_{1i} + sa - t_0); \quad (7)$$

$$N_1 - 2l - \frac{2}{a} (\tau_{3i} + sa) = \mu F(\tau_{3i} + sa - t_0), \quad (8)$$

где слагаемое sa выделяет целое число тактов a .

Уравнения (3), (6)—(8) определяют математическую модель для расчета параметров сигналов с МИМ при любых кратностях квантования. Процедуры расчета на ЭВМ по указанным моделям изложены в [5]. Они позволяют получить необходимые количественные результаты. Анализ результатов должен базироваться на выработанных критериях оценки качества преобразования параметров электрической энергии. Этому вопросу уделено большое внимание в [6, 7], где показано, что выработать универсальный критерий не удастся. Наиболее распространенные критерии оценивают относительную мощность высших гармонических составляющих (коэффициент гармоник k_r , коэффициент искажений k_n) либо значение переменной составляющей (коэффициент пульсаций k_n) в цепях постоянного тока с учетом частоты этих гармоник.

При вычислении за базу принята основная гармоника выхода

$$k_r = \frac{\sqrt{X_{\text{вых. эф}}^2 - X_{1\text{вых. эф}}^2}}{X_{1\text{вых. эф}}}. \quad (9)$$

Однако для систем воспроизведения управляющего входа (усиления) эти критерии малопригодны из-за «дефекта» амплитуды основной гармоники, т. е. из-за неравенства нормированных амплитуд входа и выхода. В частности, если входной синусоидальный сигнал с амплитудой $X_{\text{мвх}} = 1$ воспроизводится в виде разнополярных прямоугольных импульсов, то $X_{1\text{мвх}} = 1,274$ и «дефект» амплитуды

$$k_a = \frac{X_{1\text{мвх}}}{X_{\text{мвх}}} = 1,274.$$

Поэтому для оценки качества усиления (воспроизведения) целесообразно использовать критерий среднеквадратичного отклонения

$$k_r = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [X_{вх}(t) - X_{вых}(t)]^2 dt}}{X_{вх.эф}}, \quad (10)$$

выбирая за базу входной сигнал.

Зададим на входе типовой синусоидальный сигнал

$$X_{вх}(t) = A_m \sin \Omega t,$$

а выходной сигнал представим в виде ряда

$$X_{вых}(t) = k_a A_{m1} \sin \Omega t + \sum_{k=2}^{\infty} A_k \sin(\omega_k + \Psi_k),$$

тогда

$$k_r = \frac{\sqrt{X_{вх.эф}^2 + X_{вых.эф}^2 - 2 \frac{1}{T} \int_0^T X_{вх}(t) X_{вых}(t) dt}}{X_{вх.эф}} = \frac{\sqrt{X_{вх.эф}^2 + X_{вых.эф}^2 - 2k_a X_{вх.эф}^2}}{X_{вх.эф}}. \quad (11)$$

Представим (11) только через выходные параметры, учитывая, что

$$\left. \begin{aligned} X_{вх.эф} &= \frac{1}{k_a} X_{1вых.эф}; \\ k_r &= \frac{\sqrt{k_a^2 X_{вх.эф}^2 - (2k_a - 1) X_{1вых.эф}^2}}{X_{1вых.эф}} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Очевидно, что при отсутствии дефекта амплитуды ($k_a=1$) k_r совпадает с коэффициентом гармоник. В общем случае необходимые и достаточные условия точного воспроизведения сигнала можно записать в виде $k_r=0$, $k_a=1$ и оценивать качество усиления сигнала по степени приближения к этим двум критериям. Для другого базового вида преобразования — регулирования такими условиями можно считать $k_r=0$, $k_n=0$, $k_n=1$.

Регулирование постоянного напряжения. Для напряжения q -й зоны справедливо выражение

$$U_{вых} = U_0 \left(\sum_{i=1}^{q-1} m_i + m_g \gamma \right) + U_0 m_g \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k \pi \gamma}{k} \cos k \omega t, \quad (13)$$

где γ — относительная длительность импульсов в q -й зоне;

$$\gamma = \frac{\tau_{аг} - \tau_{ао}}{a}.$$

Среднее значение выходного напряжения при регулировании в q -й зоне

$$U_{вых.ср} = U_0 \left(\sum_{i=1}^{q-1} m_i + m_g \gamma \right).$$

Амплитуду основной гармоники определим из (13) при $k=1$:

$$U_1 = \frac{2}{\pi} U_0 m_g \sin \pi \gamma,$$

тогда коэффициент пульсаций

$$k_n = \frac{U_1}{U_{вых.ср}} = \frac{2m_g \sin \pi \gamma}{\pi \left(\sum_{i=1}^{q-1} m_i + m_g \gamma \right)}. \quad (14)$$

В процессе регулирования в каждой зоне значение γ циклически изменяется от нуля до единицы, поэтому k_n периодически бывает равно нулю, так как при $\gamma=1$ и $\gamma=0$ $\sin \pi \gamma = 0$ за исключением нижней зоны, в которой слагаемое $\sum m_i = 0$. Здесь

$$k_{n1} = \frac{2m_1 \sin \pi \gamma}{m_1 \pi \gamma}.$$

Для определения k_{n1} при $\gamma=0$ раскроем неопределенность

$$\lim_{\gamma \rightarrow 0} k_{n1} = \lim_{\gamma \rightarrow 0} \frac{2 \sin \pi \gamma}{\pi \gamma} = 2.$$

В (14) значение k_n зависит не только от относительной длительности импульса γ , но и напряжения определяемого составляющей $\sum_{i=1}^{q-1} m_i$, что в совокупности с цикличностью позволяет поддерживать его на уровне, близком к нулю практически при любой глубине регулирования.

Зависимости $k_n = f(\mu)$ приведены на рис. 2 для $N=2$ (кривая 3) и 4 (кривая 4). Здесь же для сравнения приведены и характеристики $k_n(\gamma)$ однополярной (кривая 2) и двухполярной (кривая 1) последовательностей импульсов.

Как видно из (13), спектр высших гармоник содержит составляющую $\frac{\sin k \pi \gamma}{k}$, которая определяет «арочную» форму огибающей спектральных линий. Первые ближайшие компоненты спектра изображены на рис. 3, а, где сплошными линиями представлен спектр для случая $N=4$, а пунктиром — спектр однополярной импульсной последовательности при $\gamma=0,5$. Следует иметь в виду, что глубина регулирования при $\gamma=0,5$ для этих случаев будет различна. Спектр содержит гармоники, частоты которых кратны удвоенной частоте коммутации ключевых элементов (тактовой частоте с периодом a), а амплитуды уменьшаются пропорционально увеличению числа зон по сравнению с соответствующими гармониками однополярной импульсной последовательности. Это определяет и интенсивное затухание спектра с ростом номера гармоники k .

Регулирование переменного напряжения. По аналогии с (13) запишем напряжение q -й зоны

$$U_{вых} = U_m \sin \Omega t \left(\sum_{i=1}^{q-1} m_i + m_g \gamma \right) + U_m \sin \Omega t \frac{2m_g}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k \pi \gamma}{k} \cos \omega t. \quad (15)$$

Учитывая, что

$$\sin \Omega t \cos k \omega t = \frac{1}{2} [\sin(k\omega + \Omega)t - \sin(k\omega - \Omega)t],$$

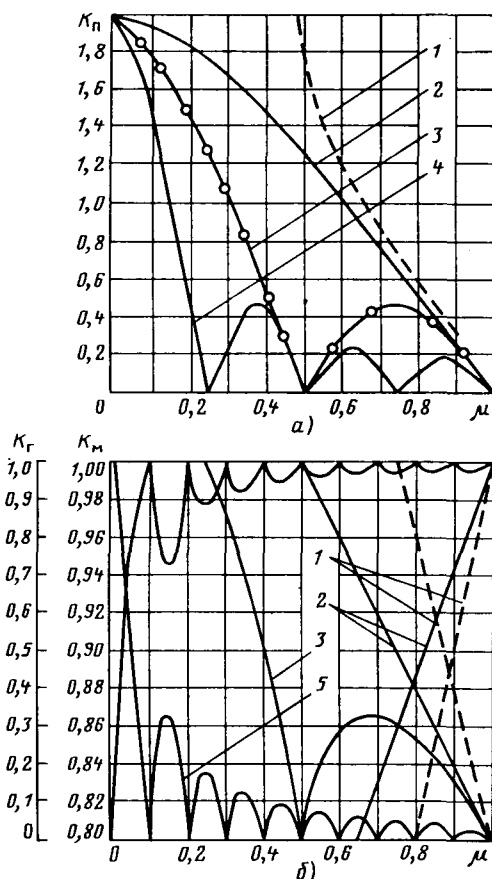


Рис. 2

получаем

$$U_{\text{вых}} = U_m \sin \Omega t \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma \right) + \frac{U_m m_q}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k \pi \gamma}{k} [\sin(k\omega + \Omega)t - \sin(k\omega - \Omega)t]. \quad (16)$$

И в этом случае огибающая спектра амплитуд гармоник определяется составляющей $\frac{\sin k \pi \gamma}{k}$, однако взаимодействие частоты сети Ω с частотой квантования ω приводит к тому, что исчезают гармоники с частотой кратной «удвоенной» частоте коммутации. Спектр (рис. 3, б) содержит гармоники комбинационных частот $k\omega \pm \Omega$, а их амплитуды вдвое меньше соответствующих гармоник при регулировании постоянного напряжения, при прочих равных условиях. Поэтому регулирование переменного напряжения среди других видов преобразования характеризуется максимальной скоростью затухания спектра и лучшими условиями фильтрации.

В соответствии с (9) и (16) коэффициент гармоник

$$k_r = \frac{m_q \sqrt{\gamma(1-\gamma)}}{\sum_{i=0}^{q-1} m_i \pm m_q \gamma}, \quad (17)$$

а коэффициент мощности при активной нагрузке

$$k_m = k_n = \frac{\sum_{i=0}^{q-1} m_i \pm m_q \gamma}{\sqrt{\sum_{i=0}^{q-1} m_i^2 + \gamma(m_q^2 \pm 2m_q)}}. \quad (18)$$

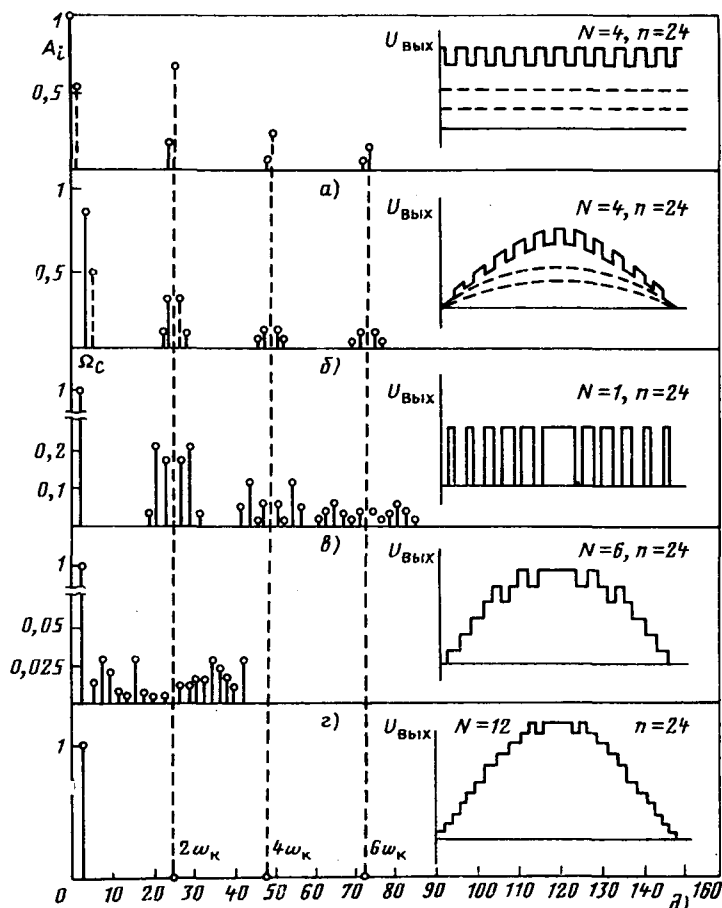


Рис. 3

Графики зависимостей (17) и (18) приведены на рис. 2, б. Качественно видна аналогия зависимостей для k_r и k_n , в частности, их цикличность при переходе из зоны в зону и снижение максимальных значений пропорционально увеличению числа зон. По сравнению с традиционными способами регулирования переменного напряжения (зависимости 1 и 2 на рис. 2, б) МИМ позволяет поддерживать энергетические характеристики на уровне близком к предельным практически во всем диапазоне регулирования.

Усиление электрических сигналов. Характеристики этого вида преобразования получены для тестового синусоидального сигнала $U_{\text{вх}} = \mu \sin \Omega t$, причем учитывалось такое количество гармоник $\sum p$, суммарная энергия которых составляла не менее 95 % энергии расчетной кривой. В качестве примера на рис. 3, в, г, д приведены спектры и кривые мгновенных значений выходного напряжения для граничной величины кратности квантования $n=24$ при $N=1, 6, 12$.

Спектр для случая широтно-импульсной модуляции (этому соответствует $N=1$) содержит симметричные относительно частот кратных $2\omega_k$ массивы нечетных гармоник. Первый массив образован гармониками, номера которых определяются выражением

$$\omega_{k(1)} = \Omega [n \pm (2s + 1)], \quad (19)$$

где $s=0, 1, 2, \dots$ — текущий индекс.

Амплитуды 21—27-й гармоник составляют 18—21 %, а 19-й и 29-й — 3 % от основной, что характеризует

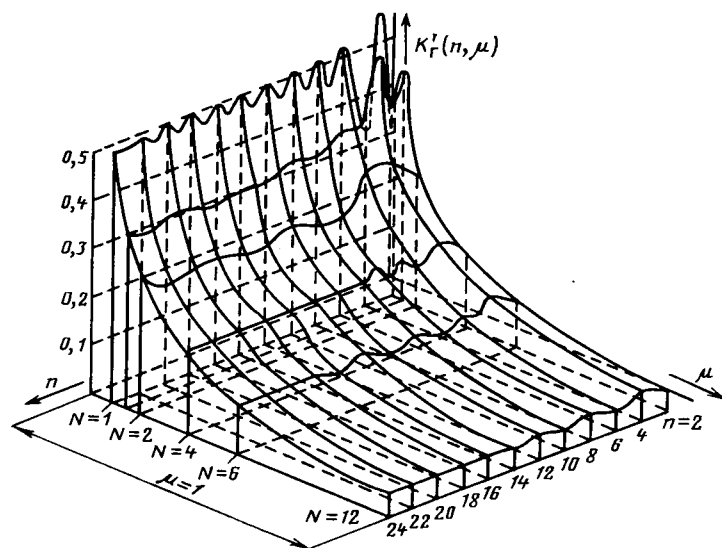


Рис. 4

быстрое затухание амплитуд гармоник внутри массива, однако от массива к массиву затухание достаточно медленное. Это определяет плохую сходимость ряда и «95 %-ная энергетика» удовлетворяется лишь при $\Sigma p = 229$.

Может показаться неожиданным, что при увеличении числа зон ($N=6$ на рис. 3, г) высшие гармоники сближаются с основной и тем самым ухудшается спектральный состав. Оказывается, что при приближении $U_{\text{вых}}$ к $U_{\text{вх}}$ большую часть энергии несет первая гармоника и для этого случая $\Sigma p = 41$, а максимальные значения амплитуд остальных 40 гармоник не превышают 3 %. Подтверждением этого может служить случай с $N=12$ (рис. 3, д), для которого $\Sigma p = 1$.

Учитывая, что в процессе воспроизведения (усиления) электрических сигналов одновременно может изменяться как кратность квантования n , так и глубина модуляции, целесообразно иметь характеристики качества преобразования в функции этих двух переменных. Наглядную картину характера изменения среднеквадратичного отклонения дает расчетная зависимость $k_r' = f(n, \mu)$ приведенная на рис. 4. Можно выделить две особенности. Во-первых, в процессе воспроизведения сигналов при малых кратностях квантования коэффициент среднеквадратичного отклонения подвержен значительным колебаниям, максимальное значение которых достигается при $n=2-4$ и $N=1-2$, а размах составляет 45 % установившегося значения, что отражается в провалах и вспучиваниях поверхности $k_r' = f(n, \mu)$.

Нестабильность значения k_r' отражает нестабильность спектрального состава выходного напряжения, значительную величину «дефекта» амплитуды и затрудняет фильтрацию сигнала. Демпфирование этих колебаний наступает лишь при $n=18-24$, но особенно ин-

тенсивно колебания затухают с увеличением μ , причем прямо пропорционально росту N уменьшаются и абсолютные значения k_r' (при $N=6$, $k_r'=8\%$, при $N=12$ $k_r'=4,5\%$ и т. д.). Это позволяет обеспечить высокую точность воспроизведения при минимальном значении n (вплоть до $n=2$).

На рис. 4 приведен частный случай вариаций полосы частот модулирующего сигнала и его амплитуды. В других случаях, например, при проектировании преобразователя с $N=6$, максимальное значение $\mu=1$ необходимо ограничить плоскостью $N=6$ и проектировать фильтрующие элементы из этих условий. Наличие провалов поверхности $k_r' = f(n, \mu)$ говорит о том, что существует такое сочетание параметров импульсных последовательностей, при которых k_r' имеет минимальное значение, т. е. это делает актуальной постановку и решение задачи оптимизации МИМ.

Выводы. 1. Многозонная импульсная модуляция в звене повышенной частоты позволяет реализовать большинство видов энергетического преобразования параметров электрической энергии в обобщенной структуре только за счет изменения управляющего входа, что создает предпосылки для построения на единой технической основе преобразователей различного назначения.

2. В основе МИМ лежит цикличность, что обуславливает появление у таких систем фильтрующих свойств. С ростом числа зон амплитуды «мешающих» компонент уменьшаются, их количество сокращается, а интегральные оценочные показатели улучшаются.

3. Точность воспроизведения сигналов в системах с МИМ возрастает с ростом числа зон и кратности квантования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. — Новосибирск: Наука, 1979, — 304 с.
2. Кобзев А. В., Михальченко Г. Я., Семенов В. Д. Исполнительные органы сетевых стабилизаторов переменного напряжения на базе высокочастотных вольтодобавочных трансформаторов. — Электричество, 1979, № 10, с. 59—62.
3. А. с. 692033 (СССР). Способ регулирования напряжения/А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 38.
4. Кобзев А. В., Михальченко Г. Я., Тараскин А. В. Преобразование параметров электрической энергии модуляционным методом в системах со звеном повышенной частоты. — В кн.: Магнитно-вентильные преобразователи напряжения и тока. — Томск.: Изд. Томского ун-та, 1977, с. 78—93.
5. Кобзев А. В., Лебедев Ю. М., Сидонский И. Б. Применение одной модификации метода коммутационных функций для анализа ключевых схем преобразовательной техники. — Электричество, 1983, № 4, с. 27—33.
6. Рубичев Н. А. Оценка и измерение искажений радиосигналов. — М.: Советское радио, 1978, — 168 с.
7. Калниболотский Ю. М., Жуйков В. Я., Солодовник А. И. К вопросу оценки качества выходного напряжения статических преобразователей. — Изв. вузов. Энергетика, 1978, № 2, с. 41—46.
8. Кобзев А. В., Кошечев В. Ф., Перов В. Р. Стабилизатор тока до 1 кА для питания сверхпроводящих устройств. — Приборы и техника эксперимента, 1983, № 2, с. 263.

[16.09.85]

О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин¹

НЕТУШИЛ А. В., доктор техн. наук

(доклад на III Международном симпозиуме по теоретической электротехнике, Москва, сентябрь 1985 г.)

Электротехническое образование инженеров основывается на изучении системы связанных между собой дисциплин, формировавшихся в течение многих лет.

На важность изучения связей между науками не раз обращали внимание классики марксизма-ленинизма. Так, рассматривая классификацию наук, Ф. Энгельс писал: «Но так как теперь в природе выявлена всеобщая связь развития, то внешняя группировка материала в виде такого ряда, члены которого просто прикладываются один к другому, в настоящее время столь же недостаточна, как и гегелевские искусственные диалектические переходы. Переходы должны совершаться сами собой, должны быть естественными. Подобно тому как одна форма движения развивается из другой, так и отражения этих форм, различные науки, должны с необходимостью вытекать одна из другой» (Энгельс Ф. Диалектика природы. — Маркс К., Энгельс Ф. Соч. 2-е изд. т. 20, с. 565).

Связи между различными курсами, относящимися к учебным планам самых различных (как электротехнических, так и неэлектротехнических) специальностей можно проиллюстрировать с помощью графа, изображенного на рис. 1. На основе теории познания, излагаемой в курсе диалектического материала (ДМ) и знаний, получаемых из курсов физики (Физ) и высшей математики (Выш. мат.), формировался курс теоретических основ электротехники (ТОЭ). Это формирование было тесно связано с техникой высоких напряжений (ТВН), электроизмерительной техникой (Эл-изм), электромашинной техникой (Эл-маш) и другими инженерными и специальными электротехническими дисциплинами, сформировавшимися в последующем на основании знаний, полученных в курсе ТОЭ. При этом развитие ТОЭ оказывало, в свою очередь, влияние на содержание курсов физики и высшей математики, а развитие других электротехнических дисциплин постоянно требовало отражения в курсе ТОЭ. Исторический аспект формирования, становления и развития курса ТОЭ рассмотрен в [1].

Формирование отрасли науки и техники, названной электроникой (Эл-трон) происходило в тесном взаимодействии с электромагнитоловением (Эл-мат), физикой, ТОЭ и другими дисциплинами. Одновременно на основе курсов ТОЭ, электрических машин, электрических измерений создавался курс общей электротехники (Эл-техн) для неэлектротехнических специальностей. Дальнейшее развитие электроники и широкое применение электронных элементов во всех областях электротехники потребовало расширения ряда положений ТОЭ и привело к тесной связи электротехники и электроники. Принципы, развитые в электронике, обогатили электротехнику, а основные положения ТОЭ легли в основу исследования и разработки электронных устройств. Особую роль здесь сыграла нелинейная электротехника, составляющая теоретическую основу электроники.

В свою очередь, электроника явилась основой для развития техники автоматического управления (Авт. упр) и вычислительной техники (Выч. техн), обратное влияние которых определило современное развитие ТОЭ. С каждым годом курс ТОЭ включал рассмотрение все большего числа вопросов, связанных с теорией электронных элементов автоматики и вычислительной техники, а большой курс теории автоматического управления можно было рассматривать как вторую часть курса ТОЭ, основанную на теории переходных процессов и таких разделах высшей математики, как теория вероятностей, теория оптимальных процессов, динамическое программирование и др.

Объединенный курс «Электротехника и основы электроники» (ЭиЭ) является одним из основных инженерных курсов неэлектрических специальностей. Он охватывает материал курсов ТОЭ, промышленной электроники электрических машин, электрических измерений и ставит своей целью научить студентов составлять и исследовать физико-математические модели самых различных электротехнических и электронных устройств. В изложении курса отражен принцип познания от реального устройства к физическим законам и математическим уравнениям, описывающим процессы; от уравнений к схемам замещения, состоящим из идеальных элементов, от анализа схем замещения к практическим выводам, связанным с рассмотрением устройств промышленной электроники и электромеханики.

Системный подход к рассмотрению содержания учебных дисциплин требует внимательного изучения связей как между отдельными дисциплинами, так и между различными вопросами, излагаемыми внутри каждой дисциплины.

Согласованность изложения материала между различными курсами и между разными темами внутри каждого курса является одним из важнейших показателей качества учебного материала. Несогласованность и противоречивость в изложении связанных вопросов оказывают негативное воспитательное влияние, приводя к падению престижа учебного процесса и сумбуру в научном мировоззрении учащихся.

Можно говорить о системном подходе в двух нескольких различных аспектах: «в большом» и «в малом».

В первом случае речь должна идти о связи между различными курсами, их согласованности и преемственности, общности научного языка в связанных курсах, месте курсов в учебных планах различных специальностей и, конечно, содержании каждого курса, его значимости для специалиста данного профиля и для дисциплин, основывающихся на этом курсе.

Во втором случае системный подход находит отражение в методическом единстве изложения различных вопросов внутри каждого курса.

Для рассмотрения задачи «в большом» требуется анализ связей между различными курсами по существу излагаемых в них вопросов. Примерами таких связей являются связи между курсами физики и ТОЭ или ЭиЭ и между ТОЭ и курсом электрических машин.

Стремление исключить дублирование при чтении различных курсов привело к тому, что физические понятия теории электромагнитного поля с начала 50-х годов излагаются в курсе физики, а основное содержание курса ТОЭ составляет теория электрических, магнитных и электромагнитных цепей. Физические основы электротехники в курсах ТОЭ и ЭиЭ практически не излагаются — это и не предусмотрено учебными планами и программами. При этом требуется, чтобы после изучения раздела физики «Электричество и магнетизм» студенты знали законы электродинамики и умели их применять при рассмотрении самых различных электротехнических устройств. К сожалению, курс физики не может обеспечить последнее. Из большого числа учебных пособий по физике ближе всего соответствует задачам электротехнических специальностей книга Савельева И. В. [2], но и эта хорошая книга не содержит необходимых электротехнических примеров, иллюстрирующих применение законов учения об электричестве к рассмотрению конкретных электротехнических устройств.

В курсе физики далеко не всегда дается четкое понятие о таких основных физических величинах, как э. д. с., напряжение и разность потенциалов, напряженность, поляризация и смещение в электрическом поле; индукция, намагниченность и напряженность в магнитном поле. Эти три тройки понятий, из которых первая — скалярная, а две последние — векторные, должны формулироваться так, чтобы пользование ими в любых электротехнических задачах не противоречило основным представлениям, заложенным в курсе физики.

Необходимо, чтобы определения основных векторов были

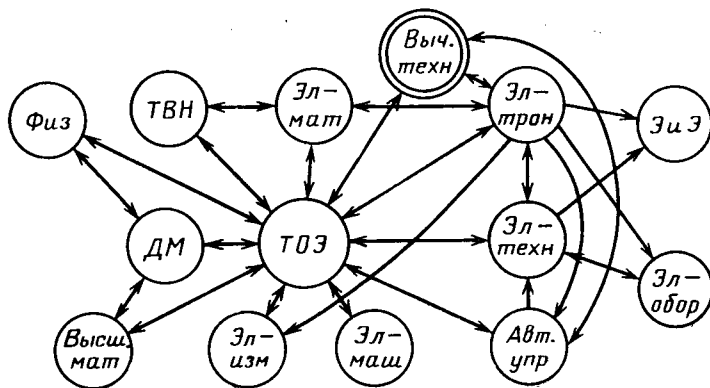


Рис. 1

¹ В порядке обсуждения (см. раздел «Дискуссии»).

справедливы как для однородных, так и неоднородных сред, и чтобы векторы смещения в электрическом поле и напряженности магнитного поля определились на основе двух других векторов, физическая трактовка которых дана ранее для электрических и магнитных полей. Только после этого возможно вводить понятия диэлектрической и магнитной проницаемости. Однако это далеко не всегда выполняется в курсах физики [3]. В качестве примера можно указать на серьезные замечания, возникающие в связи с введением понятия вектора напряженности магнитного поля $\vec{H}$. В курсах физики обычно при выявлении физического смысла этого вектора рассматривается либо бесконечный соленоид с бесконечным круглым стержнем, выполненным из однородного ферромагнетика, либо кольцевой сплошной магнитопровод. Из этих примеров вытекает, что напряженность магнитного поля определяется только внешними токами, а дополнительная составляющая магнитной индукции, обусловленная намагниченным веществом, пропорциональна намагниченности в данной точке. Для рассматриваемых идеализированных примеров это верно. Однако для любой практической задачи, где магнитопровод разомкнут, все эти «физические» представления теряют смысл. Необходимо рассматривать задачу о неоднородном магнитопроводе, содержащем воздушный зазор. Только в этом случае можно дать общее определение напряженности магнитного поля необходимое для правильного аналитического описания магнитной цепи с намагничивающей катушкой или с постоянным магнитом. Во всех случаях напряженность магнитного поля

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{M}, \quad (1)$$

где $\vec{B}$ и $\vec{M}$ — векторы магнитной индукции и намагниченности, имеющие ясное физическое толкование.

Только при таком определении напряженности магнитного поля возможно решение множества задач по расчету магнитных цепей, которые ставятся практикой исследования конкретных электромагнитных устройств.

Вопрос о необходимости включения в курс ТОЭ разделов, связанных с физическими основами электротехники, возник снова в начале 80-х годов. Он обсуждался в Московском доме ученых [4] в дискуссии по докладом авторов статьи [1]. Разрешение его следует из новой программы по ТОЭ, утвержденной Минвузом СССР в 1985 г., в которой теория электромагнитного поля изучается в курсе ТОЭ в два этапа: в начале курса на основе знаний по физике и в конце курса на основе математических методов расчета полей и применения ЭВМ.

В качестве второго вопроса, связанного с системным подходом «в большом», можно рассматривать связь между курсами ТОЭ и электрических машин. Исторически сложилось так, что рассмотрению механических сил в электрическом и магнитном полях в курсе ТОЭ стало уделяться все меньше внимания. В то же время в курсе электрических машин изучение этого вопроса занимало все большее место. В дискуссии [4] этот процесс был назван «обессиливанием курса ТОЭ». На необходимость внесения ясности в физико-математические вопросы при вычислении сил в магнитном поле было обращено внимание Поливановым К. М. в 1984 г. [5]. Эти вопросы обсуждались в статьях Львова Е. Л. [6] и Иванова-Смоленского А. В. [7], знакомившихся со статьей Поливанова К. М. до ее опубликования. Дискуссия на эту тему в журнале «Электричество» продолжается. Так же продолжается дискуссия по вопросу изложения теории трансформатора в курсах ТОЭ и электрических машин [8], свидетельствующая о несогласованности как между этими курсами, так и в самом курсе электрических машин.

Говоря о согласовании различных курсов, следует упомянуть и вопросы теории обратной связи, имеющие большое значение в курсах ТОЭ, автоматического управления, промышленной электроники и электрических машин. На необходимость единого изложения этих вопросов обращалось внимание в некоторых публикациях [9, 10].

В качестве примера использования различных научных языков в разных электротехнических курсах можно рассмотреть интерпретацию термина «каскад», приводимую в курсах электрических машин и промышленной электроники. В первом случае — это совокупность воздействующих одна на другую машин, а во втором — это один элемент усилительной схемы. Нам представляется, что следует ограничиться только первым смыслом этого слова и не применять его, говоря об одном элементе схемы.

При рассмотрении связей между различными курсами бывает очень полезно формализовать эти связи и дать им удобное мате-

матическое описание. В представленном на рис. 1 графе связей между различными курсами указаны далеко не все связи, так как более полное рассмотрение учебных планов как большой системы приводит к громоздкому и мало наглядному графу. В этом случае более удобно связи между различными курсами описывать в виде матриц [11, 12] и, анализируя их, корректировать как содержание курсов, так и место их в учебном плане каждой специальности.

При рассмотрении задачи «в большом» следует остановиться на связях содержания курса с профилем специалиста, изучающего этот курс. При ограниченности времени обучения в вузе очень важно исключить из курса мало существенные для данной специальности вопросы и сконцентрировать внимание на вопросах, необходимых для специалистов данного профиля. Решение этого важного вопроса бывает далеко не всегда достаточно обоснованным и подчас носит субъективный характер. Особенно это бывает сложно при электротехнической подготовке специалистов-неэлектриков, которые основы такого образования получают из курса ЭиЭ, объем которого в зависимости от профиля специальности составляет 40—210 ч, а название курса имеет до 30 различных вариантов.

В 1984 г. учебно-методическим управлением по высшему образованию Минвуза СССР утверждена программа электротехнических дисциплин, в которой приведено содержание курса для 16 групп неэлектротехнических специальностей. Эта программа состоит из двух частей. Первая содержит общие разделы ЭиЭ, а вторая — прикладные вопросы электротехники, необходимые для каждой из групп специальностей. В этой программе нашел отражение системный подход к формированию содержания электротехнических знаний для специалистов различных профилей.

Общая часть этой программы содержит сведения из курсов ТОЭ, промышленной электроники, электрических машин, электрических измерений и электропровода, изложение которых в едином курсе требует методического единства, не всегда обеспечиваемого системным подходом к формированию всех этих курсов «в большом».

Недостатки согласования между курсами «в большом» проявляется в методической несогласованности «в малом» внутри курса ЭиЭ. Остановимся на некоторых примерах методической несогласованности «в малом» внутри различных курсов.

Первый пример относится к курсу физики или физическим основам электротехники. Он выражается в отсутствии методического единства в описании потенциальной и вихревой составляющих в электрических полях электродинамических систем.

Для электромагнитного поля в системе неподвижных тел рассмотрение уравнений Максвелла при отсутствии сторонних сил неэлектромагнитного происхождения приводит к следующему выражению для напряженности электрического поля:

$$\vec{E} = \vec{E}_{\text{пот}} + \vec{E}_{\text{инд}}, \quad (2)$$

где $\vec{E}_{\text{пот}}$ — потенциальная составляющая напряженности электрического поля;

$$\vec{E}_{\text{пот}} = -\text{grad } \varphi; \quad (3)$$

$\vec{E}_{\text{инд}}$ — вихревая составляющая поля, обусловленная изменяющимся магнитным полем;

$$\vec{E}_{\text{инд}} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}. \quad (4)$$

Здесь потенциал точки, определяемый зарядами плотностью ρ ,

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_V \frac{\rho}{r} dv, \quad (5)$$

а векторный потенциал, выражаемый через токи плотностью $\vec{J}$,

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{J}}{r} dv. \quad (6)$$

При этом под напряжением понимается криволинейный интеграл от $\vec{E}_{\text{пот}}$ на рассматриваемом участке пути от a до b :

$$u_{ab} = \int_a^b \vec{E}_{\text{пот}} d\vec{l}, \quad (7)$$

а под индуцированной э. д. с. — интеграл на участке $d-c$

$$e_{dc} = \int_d^c \vec{E}_{\text{инд}} d\vec{l}. \quad (8)$$

На электрической схеме под положительным направлением, выбранным для u и e , понимается положительное направление пути интегрирования от a до b , или от d до c , совпадающее с направлением вектора $d\vec{l}$, которое для (7) и (8) может быть противоположным.

Из определения $\vec{E}_{\text{пот}}$ и $\vec{E}_{\text{инд}}$ (3 и 4) следует, что потенциальную составляющую напряженности электрического поля $\vec{E}_{\text{пот}}$ надо направлять в сторону, противоположную вектору $\text{grad } \varphi$, а вихревую составляющую $\vec{E}_{\text{инд}}$ — в сторону, противоположную вектору $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$. При

этом $\text{rot } \vec{E}_{\text{инд}} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$, а $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$. Тем не менее, традиционно сложилось так, что только потенциальную составляющую напряженности поля — вектор $\vec{E}_{\text{пот}}$ направляют в сторону, противоположную вектору $\text{grad } \varphi$. В качестве положительного направления вектора $\vec{E}_{\text{инд}}$ выбирают направление вектора $\vec{A}$, а знак минус закрепляют за составляющей напряженности поля и соответственно за индуцированной э. д. с., принимая всегда $e_{\text{инд}} = -\frac{d\psi}{dt}$ в соответствии с направлением правоходного винта. Нам представляется, что методически более логично было бы следовать тому же принципу, что и при обозначении вектора $\vec{E}_{\text{пот}}$ и в качестве положительного направления для $\vec{E}_{\text{инд}}$ выбирать направление, противоположное положительному направлению вектора $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$. В этом случае, выбирая путь интегрирования от d до c и соответственно направление вектора $d\vec{l}$, противоположное $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$, получаем $e_{\text{инд}} = +\frac{d\psi}{dt}$.

Если рассмотреть две простейшие задачи об определении $\vec{E}_{\text{пот}}$ и $\vec{E}_{\text{инд}}$ в одномерных полях зарядов и токов, то следовало бы эти векторы определять как показано на рис. 2, а и б, а в законе электромагнитной индукции $\vec{E}_2^{\text{инд}}$ и соответственно вихревой ток i_2 обозначать как показано на рис. 3 (На рис. 2 обозначен единичный вектор оси $\vec{e}_x$). Рис. 3 с некоторыми добавлениями воспроизводит рис. 70 книги Тамма И. Е. [13]. Здесь виток 1 с током j_1 , вызванным сторонней э. д. с. $e_1^{\text{стр}}$ создает магнитное поле с индукцией $\vec{B}_1$, а его магнитный поток Ψ_1 наводит в витке 2 электрическое поле напряженностью $\vec{E}_2^{\text{инд}}$, э. д. с. $e_2^{\text{инд}}$ и вихревой ток i_2 .

Векторный потенциал $\vec{A}$ тока i_1 согласно (6) направлен по этому току, а $\vec{E}_2^{\text{инд}} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ — противоположно. Магнитный поток Ψ_2 по направлению противоположен потоку Ψ_1 .

Поясняя закон электромагнитной индукции [13],

Тамм И. Е. дает ясное физическое объяснение знаку минус в законе электромагнитной индукции, указывая, что «направление $e_2^{\text{инд}}$, а стало быть и индуктивного тока $i_2^{\text{инд}}$ составляет с направлением возрастания потока левовинтовую систему». А это значит, что если в качестве положительного направления $e_2^{\text{инд}}$ выбрать противо-

положное $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ направление, как это сделано на рис. 3, то нужно писать $e_2 = +\frac{\partial \Psi_1}{\partial t}$.

Выбор того или иного положительного направления аналогичен выбору направления на географической карте. Можно ограничиться двумя осями координат, направленными на восток и север. Тогда вместо южного направления говорить «минус север», а для запада «минус восток». При этом никакой путаницы при перемещениях по географической карте не произойдет. Однако удобно ли это и не проще ли иметь дело с четырьмя направлениями: север, юг, восток и запад?

Аналогично и в электротехнике. В законе электромагнитной индукции вместо направления «налево» (см. рис. 3) обычно принимается «минус направо» и это влечет за собой некоторые неудобства. Разумеется ошибок это не приносит, все расчеты оказываются справедливыми, однако в ряде задач этот минус приводит к несогласованности, а иногда и к мелким ошибкам, не говоря уже о путанице в представлениях учащихся.

Различие математического описания потенциальной и вихревой составляющих напряженности электрического поля можно иллюстрировать таким элементарным примером: вектор $\vec{a}$, направленный по оси x , можно записать так: $\vec{a} = a\vec{e}_x$, где a — проекция вектора $\vec{a}$ на ось x , а $\vec{e}_x$ — единичный вектор (орт) оси x .

Тогда вектор — a можно выразить двояко:

$$-\vec{a} = (-a)\vec{e}_x \quad (9)$$

или

$$-\vec{a} = a\vec{e}_x, \quad (10)$$

где $\vec{e}_x = -\vec{e}_x$.

Произошло так, что $\vec{E}_{\text{пот}}$ выражается в форме (10), а $\vec{E}_{\text{инд}}$ в форме (9). Не лучше ли единообразно выражать их в форме (10), как это сделано в книге Тамма И. Е. (рис. 2 и 3)?

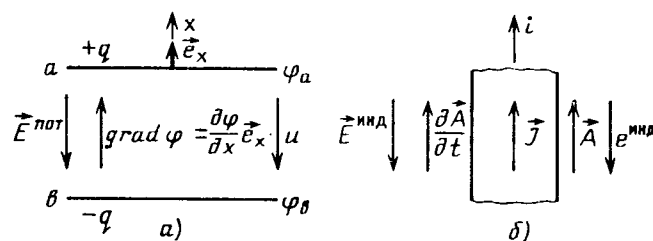


Рис. 2

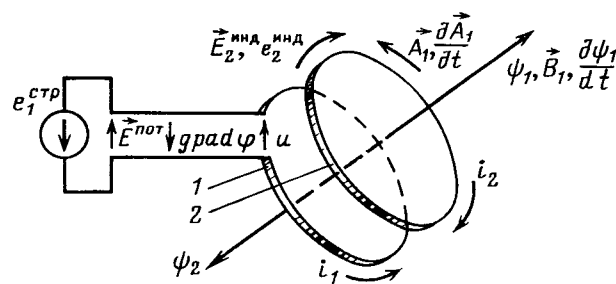


Рис. 3

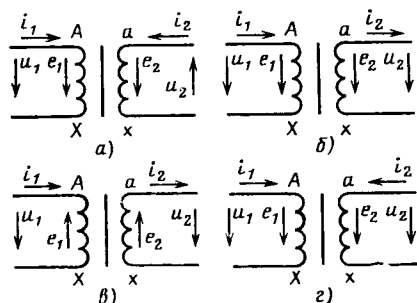


Рис. 4

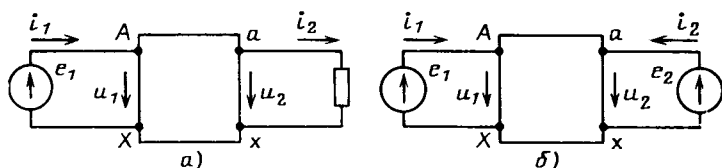


Рис. 5

В качестве второго примера системного подхода «в малом» рассмотрим упомянутую выше несогласованность внутри курса электрических машин, которая особенно отчетливо выявляется в курсе ЭиЭ. Эта несогласованность связана с рассмотренным выше примером различного подхода к описанию вихревой и потенциальной составляющих электрического поля и с совместным рассмотрением законов полного тока (правовинтового) и электромагнитной индукции (левовинтового).

При составлении уравнений трансформатора необходимо задаться положительными направлениями для токов, э. д. с. и напряжений в схеме. Возможны различные варианты выбора положительных направлений. На рис. 4 представлены четыре варианта, из которых вариант 4, а является традиционным и принят в основной технической литературе [14, 15], варианты 4, б—г встречаются реже; вариант 4, б в [16], 4, в в [17] и вариант 4, г в [18]. Все указанные книги по электротехнике, в которых приняты различные варианты [15—18], изданы в 1983 и 1985 гг.

Для каждого из этих вариантов могут быть правильно записаны уравнения и получены результаты, описывающие процессы, протекающие в трансформаторе. Однако полученное описание может в большей или меньшей мере согласовываться с рассмотрением конкретных трансформаторов, например, измерительных трансформаторов тока или напряжения и трехфазных трансформаторов. Кроме того, описание может не согласовываться с принятым принципом рассмотрения источников и приемников электрической энергии. Для источников и приемников постоянного тока принят принцип выбора условно положительного направления для тока, совпадающего с направлением э. д. с. в источнике и противоположного в активном приемнике (электродвигатель или аккумулятор при зарядке). Этот принцип полностью применим и для устройств переменного тока. Иногда, особенно при рассмотрении многообмоточных трансформаторов, бывает удобно не выделять первичную и вторичную обмотки и подходить ко всем обмоткам одинаково, получая уравнения, симметричные относительно индексов 1 и 2 — вариант рис. 4, г.

Таким образом, при сравнении четырех вариантов (рис. 4) могут быть использованы следующие критерии:

1. Противоположность направлений э. д. с. и тока в первичной обмотке (приемника).
2. Совпадение направлений э. д. с. и тока во вторичной обмотке (источника).
3. Согласованность варианта с изложением теории измерительных трансформаторов тока.
4. Согласованность варианта с изложением теории измерительных трансформаторов напряжения.
5. Согласованность варианта с изложением теории трехфазных трансформаторов.
6. Симметрия обмоток и уравнений (относительно индексов 1 и 2).

В таблице единицей отмечено выполнение каждого из этих

Вариант	Выполнение критериев					
	1-го	2-го	3-го	4-го	5-го	6-го
4, а	0	1	0	0	0	0
4, б	0	0	1	1	1	0
4, в	1	1	1	1	1	0
4, г	0	1	0	1	1	1

шести критериев для четырех вариантов (рис. 4), а нулем — невыполнение.

Выбор лучшего варианта относится к задачам теории выбора и принятия решения [21]. В нашем случае матрица критериев выражается приведенной таблицей.

Сравнивая выполнимость приведенных шести критериев для рассмотренных четырех вариантов, можно отдать предпочтение вариантам 4, в и г, для которых выполняются соответственно пять и четыре критерия (сумма членов строки). Вариант 4, в неоднократно обсуждался в печати [19, 20], но до сих пор принят только в отдельных учебных пособиях [17]. Вариант 4, г заслуживает внимания в тех случаях, когда заранее невозможно судить о направлении передачи энергии в трансформаторах. Традиционный вариант 4, а следует считать наименее удачным. Этот вывод полностью совпадает с оценкой, приведенной в [8].

Выше были рассмотрены четыре варианта выбора условно положительных направлений при составлении уравнений трансформаторов. Обилие возможных вариантов крайне усложняет учебную литературу и неблагоприятно отражается на учебном процессе. В литературе по ТОЭ иногда при составлении уравнений избегают пользоваться понятием э. д. с., индуцированной в обмотке. То же относится и к некоторым иностранным учебникам [24], где понятие э. д. с. вообще исключено. В этом случае первый и второй критерии теряют свое значение, а варианты 4, б и 4, г совпадают.

Наилучшие варианты 4, в и г соответствуют представлению трансформатора в форме проходного (рис. 5, а) и пассивного (рис. 5, б) четырехполюсников. Применение варианта 4, г для рассмотрения трансформатора с питанием со стороны первичных зажимов и нагрузкой на вторичных зажимах приводит к несопадению направлений u_2 и i_2 [18], что противоречит общепринятому выражению закона Ома в пассивном элементе.

К сожалению, в учебной литературе встречаются и приводящие к ошибкам сочетания рассмотренных вариантов. Так, в [22] изложение закона электромагнитной индукции, соответствующее [13] (рис. 3) и варианту 4, в завершается построением векторных диаграмм, соответствующих варианту 4, а. В [23] приводится схема, соответствующая варианту 4, в, а уравнения и векторные диаграммы даны для варианта 4, а. Оба эти недоразумения являются результатом недостаточно последовательного применения системного подхода.

Оценка четырех вариантов (рис. 4) велась на основании шести критериев. Эти критерии, конечно, не исчерпывают все возможные оценки вариантов. Так, можно рассмотреть седьмой критерий — консервативности, который выражает наиболее широкую распространенность в литературе данного варианта. Исходя из этого критерия, он выполняется только для варианта 4, а, а все остальные должны иметь нули в матрице критериев. Однако не ясно, с каким знаком следует рассматривать показатель консервативности и нужно ли его учитывать при выборе варианта.

Выше были рассмотрены два связанных между собой частных примера несогласованности изложения отдельных тем внутри курса физики и внутри курса электрических машин. Эти примеры приведены для того, чтобы привлечь внимание к рассмотрению логических связей между различными темами и к необходимости согласования методик изложения связанных между собой вопросов. Аналогичные проблемы возникают и при рассмотрении четырехполюсников и цепей с обратной связью в электротехнике, электрических машинах и электронике, автоколебаний и многих других вопросов [10].

Настоятельная необходимость рассмотрения комплексов учебных программ не как «ряда, члены которого просто прикладываются один к другому», а как изложения проблем, которые должны «с необходимостью вытекать одна из другой» диктуется требованием повышения качества высшего образования, активизации мыслительной деятельности учащихся и усиления мировоззренческой направленности учебного процесса.

В заключение можно привести слова Дж. К. Максвелла из его доклада «О соотношении между физикой и математикой»:

«Истинно научный иллюстративный метод есть метод, который позволяет понять какое-либо представление или закон одной отрасли науки с помощью представления или закона, взятых из другой отрасли науки» (Максвелл Дж. К. Статьи и речи. — М.: Наука, 1968, с. 7—8).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Демирчян К. С., Нетушил А. В. Развитие теоретических основ электротехники за 60 лет Советской власти. — Электричество, 1977, № 12.
2. Савельев И. В. Курс общей физики, т. 2 — Электричество. — М.: Наука, 1970.
3. Нетушил А. В. Об изложении разделов «Электричество» и «Магнетизм в учебниках физики». — В кн.: Сборник научно-методических статей по электротехнике. — М.: Высшая школа, 1978, вып. 5.
4. Страхов С. В. В электротехнической секции Московского дома ученых АН СССР. — Электричество, 1980, № 8.
5. Поливанов К. М. Подъемная сила магнита. — Электричество, 1984, № 6.
6. Львов Е. Л. Интегральные выражения для поперечных сил в магнитном поле. — Электричество, № 6, 1984.
7. Иванов-Смоленский А. В. Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по натяжениям. — Электричество, 1985, № 7.
8. Антик И. В. О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы трансформатора. — Электричество, 1985, № 11.
9. Китаев А. В., Орлов И. Н. О физическом механизме самовозбуждения асинхронных машин. — Электричество, 1978, № 4.
10. Нетушил А. В. Некоторые вопросы методического единства изложения разделов электротехники и электроники. —

В кн.: Сборник научно-методических статей по электротехнике. — М.: Высшая школа, 1980, вып. 7.

11. Нетушил А. В., Никитин А. В. Об оптимальной структуре изложения учебного материала. — Изв. вузов. Электромеханика, 1969, № 2.
12. Листвин В. С., Кулыгина М. М. Последовательность разделов с помощью ЭВМ. — Вестник высшей школы, 1974, № 10.
13. Тамм И. Е. Основы теории электричества. — ОГИЗ — Гостехиздат, 1946.
14. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
16. Электротехника/ Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Высшая школа, 1983.
16. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника — М.: Энергоатомиздат, 1983.
17. Траубе Е. С., Миргородский В. Г. Электротехника и основы электроники. — М.: Высшая школа, 1985.
18. Глазенко Т. А., Прянишников В. А. Электротехника и основы электроники. — М.: Высшая школа, 1985.
19. Нетушил А. В. Зачем столько минусов в векторных диаграммах и схеме замещения трансформатора? — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 9; 1984, № 8; 1985, № 5.
20. Булгаков Н. И. Об устранении несогласованностей в теории трансформаторов. — Электричество, 1984, № 1.
21. Теория выбора и принятия решений/ Под ред. И. М. Макарова. — М.: Наука, 1982.
22. Матвеев А. Н. Электричество и магнетизм. — М.: Высшая школа, 1983.
23. Иванов А. А. Справочник по электротехнике. — Киев: Вища школа, 1984.
24. Elschner H., Moschwitz A. Einfuehrung in die Elektrotechnik — Elektronik. — Berlin: VEB Verlag Technik, 1985. [22.01.85]



УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

Книжный магазин № 170 «Энергия» Москниги имеет в продаже и высылает наложенным платежом книги Энергоатомиздата:

Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы: Учеб. пособие для вузов. — 1983. — 1 р. 20 к.

Арутюнов М. Г. Феррография. — 1982. — 1 р.

Денисов А. А., Колесников Д. И. Теория больших систем управления: Учеб. пособие для вузов. — 1982. — 85 к.

Евстигнеев А. Н., Замыцкий И. А. Электрические время-импульсные плотномеры. — 1982. — 35 к.

Жеребцов И. П. Электрические и магнитные цепи: Основы электротехники. — 1982. — 95 к.

Ильин В. А. Телеуправление и телеизмерение: Учеб. пособие для вузов. — 3-е изд., перераб. и доп. — 1982. — 1 р. 30 к.

Климов А. К., Лопухин В. А., Шеханов Ю. Ф. Регулировка электронной аппаратуры в микроэлектронном исполнении. — 1983. — 40 к.

Рошкован Г. Л., Самосудов П. А. Высокочастотные осциллографические гальванометры. — 1982. — (Электроизмерительные приборы). — 40 к.

Страхов А. Ф. Автоматизированные измерительные комплексы. — 1982. — 80 к.

Заказы направлять по адресу: 121096, Москва,

ул. Василисы Кожиной

Книжный магазин № 170 «Энергия»

Телефон для справок: 145-61-42

Переходные процессы при включении мощных конденсаторных батарей

ШЛЕЙФМАН И. Л., канд. техн. наук

Конденсаторные батареи используются в сетях 6—110 кВ для регулирования реактивной мощности. Процессы коммутации конденсаторных батарей имеют ряд специфических особенностей, и к выключателям высокого напряжения, установленным в цепях батарей, должны предъявляться дополнительные требования. Такие требования включены в рекомендации МЭК [1, 2]. В настоящее время они пересматриваются с целью уточнения и дальнейшей детализации. Однако в действующем ГОСТ 687—78 требования к выключателям, коммутирующим ток конденсаторных батарей, отсутствуют [3].

В новом проекте рекомендаций МЭК подробно рассматриваются токи переходных процессов при включении одиночной батареи или при подключении батареи параллельно другим работающим батареям (одной или нескольким).

При включении конденсаторной батареи на ток промышленной частоты накладывается высокочастотный ток переходного режима. В случае неблагоприятной фазы напряжения в момент включения одиночной батареи скорость нарастания тока соответствует включению на к. з. Амплитуда тока переходного режима существенно меньше амплитуды тока к. з., однако может достигать нескольких килоампер. Еще большие броски тока возможны при параллельном включении батарей, однако такие токи в отечественной практике специально ограничиваются реакторами. Поэтому в настоящей статье рассматриваются только переходные процессы при включении одиночной батареи.

Для выключателей с малой длиной межконтактного промежутка, пробиваемого при включении, воздействие токов переходного режима может приближаться к воздействию токов к. з. (если последнее определяется главным образом дугой предварительного пробоя). Между тем количество коммутаций токов конденсаторной батареи весьма велико (1—2 включения в сутки), что утяжеляет воздействие тока на выключатель. Известны случаи, когда контакты воздушного выключателя в цепи конденсаторной батареи за год подвергались исключительно большому износу с осаждением меди на внутренних полостях фарфорового изолятора. Возможны и другие неблагоприятные воздействия, например, недопустимое повышение давления в дугогасительном устройстве масляного выключателя, увеличение вероятности сваривания контактов.

Процессы изменения тока при включении однофазной схемы с сосредоточенной емкостью достаточно хорошо изучены [4]. При включении трехфазной конденсаторной батареи в системе с заземленной нейтралью (110 кВ) процессы аналогичны однофазным, если полным сопротивлением контура возврата тока через землю можно пренебречь или если включение фаз конденсаторной батареи произошло одновременно. В проекте рекомендаций МЭК рассматриваются только такие случаи. Однако во многих сетях сопротивление контура возврата тока через землю не может считаться равным нулю, в частности, когда нельзя пренебречь индуктивностью этого контура, а некоторая разновременность замыкания контактов и появления тока в фазах батареи всегда имеет место.

В настоящей статье рассматриваются токи трехфазного включения конденсаторной батареи в системе с заземленной нейтралью с учетом индуктивности контура возврата тока через землю. В этом случае при неодновременном включении полюсов на последнем из них возможно существенное повышение тока вследствие того, что к моменту включения последнего полюса емкости двух первых включившихся фаз оказываются заряженными. Под моментом включения полюса выключателя здесь и далее подразумевается момент появления тока в соответствующей фазе конденсаторной батареи.

Схема замещения сети с конденсаторной батареей показана на рис. 1. Э. д. с. фазы a

$$e_a = E \cos(\omega t + \varphi). \quad (1)$$

Для определенности задаемся следующей последовательностью включения полюсов: «с» — «в» — «а». После включения первого полюса выключателя (полюс «с») через включившуюся фазу батареи проходит ток

$$i_c = \frac{E\omega}{(L + L_3)(\omega^2 - \omega_{01}^2)} \left[\sin(\omega t_1 + \varphi_1') - \sin \varphi_1' \times \right. \\ \left. \times \cos \omega_{01} t_1 - \frac{\omega_{01}}{\omega} \cos \varphi_1' \sin \omega_{01} t_1 \right], \quad (2)$$

где L — индуктивность сети; L_3 — индуктивность контура возврата тока через землю; ω_{01} — круговая частота контура, $\omega_{01} = 1/\sqrt{(L + L_3)C}$; t_1 — время, отсчитываемое от момента включения первого полюса; φ_1' — фазный угол э. д. с. фазы «с» в момент включения, т. е. $\varphi_1' = \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}$, где φ_1 — фазный угол э. д. с. e_a в момент включения первого полюса.

Выражение (2) следует из хорошо известных соотношений при включении однофазной схемы с емкостью и индуктивностью [4].

После включения второго полюса выключателя (полюс «в») через включившиеся фазы батареи проходит ток

$$i_{b,c} = -\frac{3}{2} \frac{E\omega}{3(L + L_3)(\omega^2 - \omega_{02}^2)} [\sin(\omega t_2 + \varphi_2) - \\ - \sin \varphi_2 \cos \omega_{02} t_2 - \frac{\omega_{02}}{\omega} \cos \varphi_2 \sin \omega_{02} t_2] - \frac{3}{2} i'_{\alpha 0} \cos \omega_{02} t_2 + \\ + \frac{3}{2} \frac{u'_{\alpha 0}}{3\omega_{02}(L + 2L_3)} \sin \omega_{02} t_2 \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E\omega}{L(\omega^2 - \omega_0^2)} \times \\ \times [\cos(\omega t_2 + \varphi_2) + \cos \varphi_2 \cos \omega_0 t_2 - \frac{\omega_0}{\omega} \sin \varphi_2 \sin \omega_0 t_2] \pm \\ \pm \frac{\sqrt{3}}{2} i'_{\beta 0} \cos \omega_0 t_2 \mp \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{u'_{\beta 0}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t_2, \quad (3)$$

где φ_2 — фаза э. д. с. e_a в момент включения второго полюса; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — круговая частота; $\omega_{02} = 1/\sqrt{(L + 2L_3)C}$ — круговая частота; $i'_{\alpha 0}$, $i'_{\beta 0}$ — соответственно α - и β -составляющие тока в момент включения второго полюса; $u'_{\alpha 0}$, $u'_{\beta 0}$ — соответственно α - и β -составляющие напряжения на емкости в момент включения второго полюса; t_2 — время, отсчитываемое с момента включения второго полюса; $t_2 - t_1 = \Delta t_1$ — разновременность включения первого и второго полюсов.

Вывод выражения (3) и определение α - и β -составляющих тока и напряжения приведены в приложении 1.

После включения третьего полюса через фазу «а» конденсаторной батареи проходит ток

$$i_a = \frac{E\omega}{L(\omega^2 - \omega_0^2)} [\sin(\omega t_3 + \varphi_3) - \sin \varphi_3 \cos \omega_0 t_3 -$$

$$-\frac{\omega_0}{\omega} \cos \varphi_3 \sin \omega_0 t_3 \Big] + i''_{\alpha 0} \cos \omega_0 t_3 - \\ - \frac{u''_{\alpha 0}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t_3 + i'_{00} \cos \omega_0 t_3 - \frac{u''_{00}}{\omega_0 (L + 3L_3)} \sin \omega_0 t_3, \quad (4)$$

где φ_3 — фаза э. д. с. e_a в момент включения третьего полюса; $\omega_0 = 1/\sqrt{(L + 3L_3)C}$ — круговая частота; $i'_{\alpha 0}$, i'_{00} — соответственно α - и 0-составляющие тока в момент включения третьего полюса; $u''_{\alpha 0}$, u''_{00} — соответственно α - и 0-составляющие напряжения на емкости в момент включения третьего полюса; t_3 — время, отсчитываемое с момента включения третьего полюса; $t_3 - t_2 = \Delta t_2$ — разновременность включения второго и третьего полюсов.

Вывод выражения (4) и определение α - и 0-составляющих тока и напряжения приведены в приложении 2.

При небольшой разновременности включения полюсов выключателя большие значения токов переходных режимов имеют место, как правило, на первом и втором включающихся полюсах [5]. Это объясняется тем, что межконтактные промежутки сначала пробиваются на тех полюсах выключателя, к которым приложено большее напряжение. Последняя фаза конденсаторной батареи включается при небольшом значении фазного напряжения ($\varphi < \pi/4$), и соответственно амплитудные значения тока меньше, чем на первых двух включившихся полюсах.

При большой разновременности включения полюсов выключателя возможно попадание моментов включения всех полюсов в неблагоприятные фазы напряжения включения. В этом случае значения тока в последнем полюсе в зависимости от значений токов и напряжений в двух других полюсах могут существенно возрасти, и скорость нарастания тока может быть больше, чем при к. з. Увеличение тока в последнем полюсе зависит от многих факторов, учитываемых выражениями (2—4). Ниже приводится оценка его возможной величины в случае совпадения ряда неблагоприятных условий.

Как следует из анализа выражения (4), увеличение тока i_a при неодновременном включении полюсов по сравнению с одновременным определяется значениями α - и 0-составляющих токов и напряжений. Большие значения α - и 0-составляющих могут быть получены, если включения полюсов происходят при фазовых углах φ_1 , φ_2 и φ_3 , равных 0 или $\pm\pi$, например, при такой последовательности включения: первый полюс — при $\varphi_1 = \pi/3$ ($\varphi_1 = \pi$) второй полюс — при $\varphi_2 = \pi$, третий полюс — при $\varphi_3 = 0$. При этом $\Delta t_1 = 0,0067$ с, $\Delta t_2 = 0,01$ с.

После включения первого полюса $i_a = -i_0 = i_c/3$. В случае включения при $\varphi_1 = \pi$ с учетом $\omega^2 \ll \omega_0^2$ получаем

$$i_a = -i_0 = \frac{E\omega}{3(L + L_3)\omega_0^2} \left(-\sin \omega t_1 + \frac{\omega_0}{\omega} \sin \omega_0 t_1 \right); \quad (5)$$

$$u_a = -u_0 = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_a dt = -\frac{E}{3} (\cos \omega t_1 - \cos \omega_0 t_1). \quad (6)$$

Максимальные значения $u'_{\alpha 0}$ и u'_{00} по абсолютной величине при $t_1 = \Delta t_1 = 0,0067$ с составляют

$$|U'_{\alpha 0 \text{ м}}| = |U'_{00 \text{ м}}| = \frac{E}{3} \left(\cos \frac{\pi}{3} + 1 \right) = 0,5E.$$

В случае включения второго полюса («в») при $u_{\alpha 0} = -u_{00} = -0,5E$, $i_{\alpha 0} = -i_{00} = 0$ с учетом $\omega^2 \ll \omega_0^2$ получаем

$$i_a = -i_0 = -\frac{E\omega}{3\omega_0^2(L + 2L_3)} \left(-\sin \omega t_2 + \frac{\omega_0}{\omega} \sin \omega_0 t_2 \right) + \\ + \frac{0,5E}{3\omega_0(L + L_3)} \sin \omega_0 t_2; \quad (7)$$

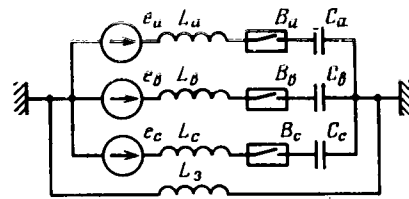


Рис. 1

$$u_a = -u_0 = \frac{1}{C} \int_0^{t_2} i_a dt_2 = -\frac{E}{3} (\cos \omega t_2 - \cos \omega_0 t_2) - \\ - \frac{0,5E}{3} (\cos \omega_0 t_2 - 1) = -\frac{E}{3} (\cos \omega t_2 - 0,5) + \frac{0,5E}{3} \times \\ \times \cos \omega_0 t_2. \quad (8)$$

Максимальные значения $u_{\alpha 0}$ и u_{00} по абсолютной величине при $t_2 = \Delta t_2 = 0,01$ с составляют

$$|U'_{\alpha 0 \text{ м}}| = |U'_{00 \text{ м}}| = 0,67E.$$

В случае включения третьего полюса («с») при $\varphi = 2\pi$, $u_{\alpha 0} = -u_{00} = 0,67E$, $i_{\alpha 0} = -i_{00} = 0$ с учетом $\omega^2 \ll \omega_0^2$ получаем

$$i_a = -\frac{E\omega}{\omega_0^2 L} \left(\sin \omega t_3 - \frac{\omega_0}{\omega} \sin \omega_0 t_3 \right) + \\ + \frac{0,67E}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t_3 - \frac{0,67E}{\omega_0 (L + 3L_3)} \sin \omega_0 t_3. \quad (9)$$

Для оценки увеличения тока переходного режима в результате неодновременного включения полюсов неправомерно использовать значения производной тока в момент времени $t=0$, так как в этом случае схема замещения на рис. 1 слишком приближена и не учитывает волновые процессы в линиях электропередачи, наличие емкостей подсоединенного к шинам оборудования и некоторые другие факторы. Поэтому рассмотрим значения тока через некоторый интервал времени после его появления; для удобства анализа выбираем момент времени, соответствующий $\omega_0 t_3 = \pi/3$. Предполагается, что $\omega \ll \omega_0$.

При одновременном включении полюсов

$$i_a = -\frac{E\omega}{\omega_0^2 L} \left(\sin \omega t_3 - \frac{\omega_0}{\omega} \sin \omega_0 t_3 \right) \approx \frac{0,87E}{\omega_0 L}. \quad (10)$$

При неодновременном включении полюсов в описанном выше порядке для $\omega_0 t_3 = \pi/3$ из (9) получаем

$$i_a = \frac{5}{6} \frac{\sqrt{3}E}{\omega_0 L} - \frac{2E}{3\omega_0 (L + 3L_3)} \sin \omega_0 t_3. \quad (11)$$

Для системы с заземленной нейтралью при $L_3 = L/3$, $\omega_0 = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}}$ и в случае неодновременного включения полюсов

$$i_a \approx 1,12 \frac{E}{\omega_0 L}. \quad (12)$$

Отношение тока при неодновременном включении полюсов согласно (12) к току при одновременном включении в момент времени $t_3 = \pi/3\omega_0$, описываемому по (10), равно

$$k = \frac{1,12}{0,87} = 1,29.$$

В реальных условиях увеличение тока будет несколько меньше в результате затухания переходного процесса после включения первого и второго полюсов выключателя (за время Δt_1 и Δt_2) и несовпадения максимального значения напряжения при двухфазном к. з. с фазой напряжения $\varphi = 180^\circ$. На рис. 2 приведены результаты расчета при значениях параметров: $E = 63\sqrt{2}$ кВ; $\omega = 314$ рад/с; $L = 10$ мГн; $L_3 = 3,3$ мГн; $C = 10$ мкФ. Рассчитывались кривые изменения тока в фазе «а» для трех слу-

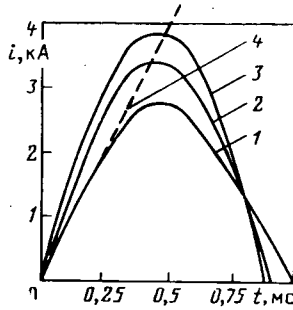


Рис. 2

чаев: 1) одновременное включение всех полюсов при $\varphi=0$; 2) одновременное включение полюсов «в» и «с» при $\varphi=\pi$ и затем включение полюса «а» при $\varphi=0$; 3) последовательное включение полюса «с» при $\varphi=\pi/3$, полюса «в» — при $\varphi=\pi$, полюса «а» — при $\varphi=0$. Кривая 1 рассчитана по выражению (2), кривая 3 — по выражению (3), кривая 2 — по выражению, полученному аналогично (3) при $u_{a0} = u_{00} = 0$. Затухание переходных процессов не учитывалось. Пунктиром показано нарастание тока при к. з. Средняя скорость нарастания тока в интервале 0—200 мкс составляет 8 А/мкс при к. з. и при одновременном включении полюсов, 10,5 А/мкс — при одновременном включении полюсов «в» и «с», 12,5 А/мкс — при последовательном включении полюсов «с», «в», «а». В первом полупериоде высокой частоты амплитудное значение тока составляет от 2700 до 3800 А.

Выводы. 1. Неодновременное включение полюсов выключателя в цепи конденсаторной батареи может приводить к увеличению тока включения. Существенное увеличение тока может иметь место только при больших значениях отношения L_3/L .

2. Увеличение тока следует учитывать при разработке требований к выключателям и методики их испытаний и при выборе выключателей для конкретных условий работы. При отсутствии данных испытаний по определению высокочастотного тока можно рекомендовать выбирать выключатель с несколько большей включающей способностью исходя из конкретного расчета режима.

Приложение 1. Двухфазное включение конденсаторной батареи. Для определения токов переходного процесса используем метод α -, β -, 0-составляющих [6]. При включенных фазах «в» и «с» и разрыве в фазе «а» на выключателе имеем:

$$i_a = 0; u_b = 0; u_c = 0.$$

Отсюда

$$i_0 + i_\alpha = 0; u_0 - \frac{1}{2} u_\alpha = 0; u_\beta = 0.$$

Уравнения для изображений α -, β -, 0-составляющих токов в операторной форме имеют вид:

$$\bar{i}_\alpha(p) = -\bar{i}_0(p) = \frac{\bar{e}_\alpha(p)}{2z_0 + z};$$

$$\bar{i}_\beta(p) = \frac{\bar{e}_\beta(p)}{z};$$

$$z = pL + \frac{1}{pC};$$

$$z_0 = pL + \frac{1}{pC} + 3pL_3;$$

$$\bar{i}_\alpha(p) = -\bar{i}_0(p) =$$

$$= \frac{E(p^2 \cos \varphi_2 - p \sin \varphi_2 \omega) \frac{1}{p^2 + \omega^2} + 3p(L + 2L_3) i_{\alpha 0} - u_{\alpha 0}}{3pL + \frac{3}{pC} + 6pL_3};$$

$$\bar{i}_\beta(p) = \frac{E[p \cos \varphi_2 \omega + p^2 \sin \varphi_2] \frac{1}{p^2 + \omega^2} + pLi_{\beta 0} - u_{\beta 0}}{pL + \frac{1}{pC}},$$

Из изображений токов $\bar{i}_\alpha(p)$, $\bar{i}_\beta(p)$, $\bar{i}_0(p)$ находим α -, β -, 0-составляющие токов:

$$i_\alpha = -i_0 = \frac{E\omega}{3(L + 2L_3)(\omega^2 - \omega_0^2)} \left[\sin(\omega t_2 + \varphi_2) - \sin \varphi_2 \cos \omega_0 t_2 - \frac{\omega_0^2}{\omega} \cos \varphi_2 \sin \omega_0 t_2 \right] +$$

$$+ i_{\alpha 0} \cos \omega_0 t_2 - \frac{u_{\alpha 0}}{3\omega_0(L + 2L_3)} \sin \omega_0 t_2;$$

$$i_\beta = \frac{E\omega}{L(\omega^2 - \omega_0^2)} \left[-\cos(\omega t_2 + \varphi_2) + \cos \varphi_2 \cos \omega_0 t_2 - \frac{\omega_0}{\omega} \sin \varphi_2 \sin \omega_0 t_2 \right] + i_{\beta 0} \cos \omega_0 t_2 - \frac{u_{\beta 0}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t_2.$$

Учитывая, что $i_{b,c} = i_0 - \frac{i_\alpha}{2} \pm \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta$, получаем выражение (3). Начальные условия получаем из выражения (2) для времени $t_1 = \Delta t_1$.

При однофазном включении:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} i_c; i_0 = \frac{1}{3} i_c; i_\beta = 0.$$

Составляющие напряжения на емкостях:

$$u_{\alpha 0} = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t_1} i_\alpha dt_1; u_{00} = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t_1} i_0 dt_1.$$

Приложение 2. Трехфазное включение конденсаторной батареи. В этом случае

$$\bar{i}_\alpha(p) = \frac{\bar{e}_\alpha(p) + pLi_{\alpha 0} - u_{\alpha 0}}{pL + \frac{1}{pC}};$$

$$\bar{i}_\beta(p) = \frac{\bar{e}_\beta(p) + pLi_{\beta 0} - u_{\beta 0}}{pL + \frac{1}{pC}};$$

$$\bar{i}_0(p) = \frac{p(L + 3L_3) i_{00} - u_{00}}{pL + \frac{1}{pC} + 3pL_3}.$$

После подстановки отображений $\bar{e}_\alpha(p)$ и $\bar{e}_\beta(p)$ получаем

$$\bar{i}_\alpha(p) = \frac{Ep(p^2 \cos \varphi_3 - p\omega \sin \varphi_3) \frac{1}{p^2 + \omega^2} + pLi_{\alpha 0} - u_{\alpha 0}}{pL + \frac{1}{pC}};$$

$$\bar{i}_\beta(p) = \frac{Ep(\omega p \cos \varphi_3 + p^2 \sin \varphi_3) \frac{1}{p^2 + \omega^2} + pLi_{\beta 0} - u_{\beta 0}}{pL + \frac{1}{pC}};$$

$$\bar{i}_0(p) = \frac{p(L + 3L_3) i_{00} - u_{00}}{pL + \frac{1}{pC} + 3pL_3}.$$

Из изображений токов $\bar{i}_a(p)$, $\bar{i}_b(p)$, $\bar{i}_c(p)$ находим α -, β -, 0 -составляющие токов. Учитывая, что $i_a = i_\alpha + i_0$, получаем выражение (4). Начальные условия получаем из выражения (3) для времени $t_2 = \Delta t_2$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стандарт МЭК. Публикация 56—2. Выключатели переменного тока высокого напряжения. Часть 2. Номинальные характеристики.

2. Стандарт МЭК. Публикация 56—4. Выключатели пере-

менного тока высокого напряжения. Часть 4. Типовые и приемосдаточные испытания.

3. ГОСТ 687—78. Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Общие технические условия.

4. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергоиздат, 1981.

5. Колядина Н. А., Толкачев А. И., Шлейфман И. Л. Коммутация конденсаторной батареи 110 кВ. — Электрические станции, 1982, № 12.

6. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление и его приложения к задачам электротехники. — М.— Л.: Энергия, 1964. [17.10.58]

УДК 621.316.17.025.3.018.78

О расчете параметров асимметрии трехфазного напряжения

ШЕСТОПАЛОВ А. М.

Уровни симметричных составляющих трехфазного напряжения, как известно, характеризуют качество электроэнергии в трехфазных сетях и, являясь параметрами электрических систем, в немалой степени определяют надежность работы электрооборудования [1 и 2].

В связи с этим представляют интерес оценки уровней этих составляющих в электрических сетях с множеством примерно равных независимых энергопотребителей, подключаемых на фазные или на линейные напряжения, когда амплитуды этих напряжений можно полагать подчиняющимися нормальному (гауссовскому) закону распределения. Результаты данного рассмотрения могут представлять интерес при проектировании и эксплуатации электрических сетей, например, в сельской местности или в городах с электропотреблением, распределенным сравнительно равномерно между ориентировочно равными по энергоемкости потребителями.

Наряду с определенной автономностью рассмотрение данной задачи одновременно позволяет получить оценки погрешностей, которые возникают при косвенных измерениях методом трех вольтметров симметричных составляющих и параметров качества трехфазного напряжения.

При рассмотрении текущих значений симметричных составляющих трехфазного напряжения и их вероятностных параметров воспользуемся тем, что для векторов, записанных в комплексной форме $\bar{A}_k = A_k e^{i\alpha_k}$, модуль суммарного вектора может быть представлен с использованием разложения компонентов $\bar{A}_k$ по ортогональным составляющим:

$$A = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^n A_k \cos \alpha_k\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^n A_k \sin \alpha_k\right)^2} \quad (1)$$

или путем обобщения теоремы косинусов

$$A = \sqrt{\sum_{k=1}^n \sum_{r=1}^n A_k A_r \cos(\alpha_k - \alpha_r)}, \quad (1a)$$

а фаза θ суммарного вектора будет удовлетворять соотношению

$$\operatorname{tg} \theta = \left(\sum_{k=1}^n A_k \sin \alpha_k\right) / \left(\sum_{k=1}^n A_k \cos \alpha_k\right). \quad (2)$$

При отсчете фазовых сдвигов фазных напряжений $\bar{U}_B$, $\bar{U}_C$ относительно вектора фазного напряжения $\bar{U}_A$ запишем комплексные амплитуды отдельных фаз как $\bar{U}_A = U_A$, $\bar{U}_B = U_B e^{i(4\pi/3 + \alpha_B)}$, $\bar{U}_C = U_C e^{i(2\pi/3 + \alpha_C)}$, где α_B , α_C — отклонения фаз фазных напряжений относительно $\frac{2\pi}{3}$. При этом амплитуды нулевой, прямой и обратной фазных последовательностей согласно (1) соответственно при $m \in (0, 1, 2)$ будут определяться как

$$S_m = \frac{U_H}{3} \sqrt{(a + b \cos \alpha_{Bm} + c \cos \alpha_{Cm})^2 +$$

$$+ (b \sin \alpha_{Bm} + c \sin \alpha_{Cm})^2}, \quad (3)$$

где U_H , $a = \frac{U_A}{U_H}$, $b = \frac{U_B}{U_H}$, $c = \frac{U_C}{U_H}$ — номинальное и относитель-

ные амплитуды фазных напряжений; α_{Bm} , α_{Cm} — фазовые углы для m -й симметричной составляющей;

$$\alpha_{Bm} = \frac{2\pi(m-1)}{3} + \alpha_B; \quad \alpha_{Cm} = \frac{4\pi(m-1)}{3} + \alpha_C.$$

Фазовый сдвиг θ_m одного из векторов m -й фазной последовательности согласно (2) будет определяться из соотношения $\operatorname{tg} \theta_m = (b \sin \alpha_{Bm} + c \sin \alpha_{Cm}) / (a + b \cos \alpha_{Bm} + c \cos \alpha_{Cm})$. (4)

Если отклонения фаз между фазными напряжениями окажутся нулевыми ($\alpha_B = \alpha_C = 0$), то из (1a) или (3) следует, что амплитуды нулевой и обратной последовательности будут равны

$$S_0 = S_2 = \frac{1}{3} \sqrt{U_A^2 + U_B^2 + U_C^2 - U_A U_B - U_A U_C - U_B U_C}, \quad (5)$$

а из (4) найдем, что фазы этих последовательностей различаются только знаками ($\theta_0 = -\theta_2$).

Согласно [5] можно считать, что в трехфазных сетях с близкими значениями сдвигов фаз между фазными напряжениями вместо совместного контроля коэффициентов обратной и нулевой последовательностей [3] достаточным является контроль одного из этих коэффициентов.

Для случая небольших величин фазовых сдвигов ($\alpha_B \ll 1$, $\alpha_C \ll 1$) амплитуда обратной последовательности с использованием относительных отклонений фазных напряжений $\Delta_1 = \frac{U_B - U_C}{U_A}$, $\Delta_2 = \frac{U_C - U_A}{U_A}$ согласно (3) представляется как

$$S_2 = \frac{U_A}{3} \sqrt{\left[\frac{1}{2}(\Delta_1 + \Delta_2) + \frac{\sqrt{3}}{2}(\alpha_B - \alpha_C)\right]^2 + \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(\Delta_1 - \Delta_2) - \frac{1}{2}(\alpha_B + \alpha_C)\right]^2}. \quad (6)$$

Амплитуда нулевой последовательности S_0 при тех же предположениях будет отличаться от (6) лишь различием знаков между слагаемыми в круглых скобках. Значение амплитуды прямой последовательности при этом

$$S_1 = \frac{1}{3} U_H (a + b + c) \sqrt{1 + \left(\frac{b\alpha_B + c\alpha_C}{a + b + c}\right)^2}.$$

Если полагать, что фазные напряжения одинаковы ($\Delta_1 = \Delta_2 = 0$) и равны номинальному уровню, то в соответствии с (6) амплитуды нулевой и обратной последовательностей

$$S_0 = S_2 = \frac{1}{3} U_H \sqrt{\alpha_B^2 - \alpha_B \alpha_C + \alpha_C^2}.$$

Для $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ при одинаковых фазовых отклонениях $\alpha_B = \alpha_C = \alpha$, а также в случае, если одно из фазовых отклонений окажется нулевым, значения коэффициентов нулевой и обратной последовательностей $s_0 = S_0/U_n$, $s_2 = S_2/U_n$ будут $s_0 = s_2 = \alpha/3 \approx 2\alpha'/360^\circ$ (угол α' выражен в градусах), т. е. вблизи нулевых значений коэффициентов обратной и нулевой последовательностей наличие небольших фазовых отклонений фазных напряжений относительно $2\pi/3$ будет приводить к таким значениям этих коэффициентов, которые можно оценить в виде удвоенного значения относительного фазового ухода $\alpha'/360^\circ$ между фазными напряжениями. Величина отклонения прямой последовательности $s_1 = S_1/U_n - 1$ при этом оказывается весьма незначительной: $s_1 = 2\alpha^2/9$.

При известных значениях линейных напряжений также представляется возможным получить симметричные линейные составляющие с выделенными ортогональными компонентами.

Пользуясь для этого исходным выражением (1) и отсчитывая фазовые сдвиги векторов линейных напряжений $\dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{CA}$ относительно $\dot{U}_{AB}$, т. е. считая, что $\dot{U}_{BC} = U_{BC}e^{i(4\pi/3 + \beta_B)}$, $\dot{U}_{CA} = U_{CA}e^{i(2\pi/3 + \beta_C)}$ с использованием взаимосвязей между фазовыми отклонениями β_B и β_C и линейными напряжениями, вытекающими из треугольника линейных напряжений, найдем, что амплитуда прямой линейной последовательности

$$T_1 = \frac{U_n}{3} \sqrt{\left[\frac{3a_1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{2(a_1^2 b_1^2 + a_1^2 c_1^2 + b_1^2 c_1^2) - a_1^4 - b_1^4 - c_1^4}}{a_1} \right]^2 + \left(\frac{\sqrt{3} c_1^2 - b_1^2}{2 a_1} \right)^2}, \quad (7)$$

а амплитуда обратной последовательности

$$T_2 = \frac{U_n}{3} \sqrt{\left[\frac{3a_1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{2(a_1^2 b_1^2 + a_1^2 c_1^2 + b_1^2 c_1^2) - a_1^4 - b_1^4 - c_1^4}}{a_1} \right]^2 + \left(\frac{\sqrt{3} b_1^2 - c_1^2}{2 a_1} \right)^2}, \quad (8)$$

где U_n , $a_1 = \frac{U_{AB}}{U_n}$, $b_1 = \frac{U_{BC}}{U_n}$, $c_1 = \frac{U_{CA}}{U_n}$ — номинальная и относительные амплитуды линейных напряжений.

Фазовые сдвиги ϑ_1 и ϑ_2 векторов прямой и обратной линейных последовательностей будут определяться согласно (2) с использованием ортогональных компонентов в подкоренных выражениях (7), (8).

При незначительных отличиях между амплитудами линейных напряжений, т. е. при соблюдении неравенств $(b_1 - a_1)/a_1 \ll 1$, $(c_1 - a_1)/a_1 \ll 1$ обратная последовательность может быть определена из соотношения, полученного упрощением (8):

$$T_2 = \frac{U_n}{3} \sqrt{(2a_1 - b_1 - c_1)^2 + [\sqrt{3}(b_1 - c_1)]^2}, \quad (9)$$

которое можно также представить в виде

$$T_2 = \frac{2}{3} \sqrt{(U_{BC} - U_{AB})^2 - (U_{BC} - U_{AB})(U_{CA} - U_{AB}) + (U_{CA} - U_{AB})^2}.$$

Фазовый сдвиг ϑ_2 одного из векторов обратной линейной последовательности по отношению к вектору $\dot{U}_{AB}$ при этом согласно (2) и (8) будет определяться из соотношения $\operatorname{tg} \vartheta_2 = \frac{\sqrt{3}(b_1 - c_1)}{2a_1 - b_1 - c_1}$.

В [4] показано, что при практическом определении амплитуды обратной линейной последовательности можно использовать следующую расчетную формулу:

$$T_2 = 0,66 U_{\max}, \quad (9a)$$

где $\delta U_{\max}$ — наибольшая разность между тремя измеренными линейными напряжениями.

Для прямой линейной последовательности достаточно хорошее приближение дает приведенное в [4] соотношение

$$T_1 = \frac{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}{3} \quad (10)$$

Фазовый сдвиг ϑ_1 одного из векторов прямой линейной последовательности при этом определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \vartheta_1 = \frac{\sqrt{3}(c_1 - b_1)}{a_1 + b_1 + c_1}.$$

Заметим, что если фазовые (или линейные) напряжения трехфазной сети будут иметь кратные гармоники, то аналогично можно выделить гармоники фазных или линейных симметричных составляющих и, в частности, мгновенные значения фазных симметричных составляющих:

$$s_m(t) = \frac{1}{2} \sum_{q=-\infty}^{\infty} S_{qm} \exp i(q\omega t + \theta_{qm}),$$

где ω — круговая частота; S_{qm} , θ_{qm} — амплитуда и фаза q -й гармоники m -й симметричной фазовой составляющей.

Очевидно, что используя выражения (3), (7) — (10), можно аналогично представить симметричные составляющие для трехфазного тока. Взаимосвязь амплитуд фазных и линейных напряжений, а также токов, как известно, определяется соотношениями $T_m = \sqrt{3} S_m$.

Обращаясь к рассмотрению вероятностных параметров симметричных составляющих, будем исходить из того, что в трехфазной сети с большим числом независимых примерно равных энергопотребителей, присоединенных на фазные или соответственно на линейные напряжения, амплитуды фазных или линейных напряжений можно считать описываемыми нормальным законом. Запишем симметричные фазные составляющие согласно (3) в виде

$$S_m = \sqrt{K_m^2 + L_m^2},$$

где K_m , L_m являются ортогональными компонентами вектора $\dot{S}_m$.

Если считать, что амплитуды фазных напряжений U_A , U_B , U_C имеют нормальное распределение и независимы, а фазовые сдвиги α_{Bm} , α_{Cm} являются неизменными, то совместное распределение $p(K_m, L_m)$ компонентов K_m , L_m вектора $\dot{S}_m$ будет описываться двумерным нормальным законом. Дисперсии σ_{1m}^2 , σ_{2m}^2 величин K_m , L_m и коэффициент корреляции ρ_m , выраженные через дисперсии фазных напряжений σ_A^2 , σ_B^2 , σ_C^2 , при этом будут равны

$$\begin{aligned} \sigma_{1m}^2 &= \frac{\sigma_A^2 + \sigma_B^2 \cos^2 \alpha_{Bm} + \sigma_C^2 \cos^2 \alpha_{Cm}}{9}; \\ \sigma_{2m}^2 &= \frac{\sigma_B^2 \sin^2 \alpha_{Bm} + \sigma_C^2 \sin^2 \alpha_{Cm}}{9}; \\ \rho_m &= \frac{\sigma_B^2 \sin 2\alpha_{Bm} + \sigma_C^2 \sin 2\alpha_{Cm}}{18\sigma_{1m}\sigma_{2m}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Средние значения компонентов K_m , L_m будут

$$\begin{aligned} \bar{K}_m &= \frac{1}{3} (\bar{U}_A + \bar{U}_B \cos \alpha_{Bm} + \bar{U}_C \cos \alpha_{Cm}), \\ \bar{L}_m &= \frac{1}{3} (\bar{U}_B \sin \alpha_{Bm} + \bar{U}_C \sin \alpha_{Cm}), \end{aligned}$$

где $\bar{U}_A$, $\bar{U}_B$, $\bar{U}_C$ — средние амплитуды фазных напряжений.

В предположении, что дисперсии фазных напряжений одинаковы $\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_C^2$ и одинаковы сдвиги фаз между фазными напряжениями ($\alpha_B = \alpha_C = 0$), из (11) имеем $\rho_m = 0$, а дисперсии компонентов K_m , L_m , относящихся к нулевой и обратной последовательностям, будут равны

$$\sigma_{10}^2 = \sigma_{20}^2 = \sigma_{12}^2 = \sigma_{22}^2 = \frac{\sigma_A^2}{6}. \quad (12)$$

Заметим, что при нормальном распределении линейных напряжений ортогональные компоненты обратной линейной последовательности T_2 (эти компоненты обозначим K_L, L_L) согласно (8) и (9) лишь при наличии незначительных различий между линейными напряжениями будут также подчиняться двумерному нормальному закону, и дисперсии $\sigma_{1L}^2, \sigma_{2L}^2$ величин K_L, L_L и коэффициент корреляции ρ_L , выраженные через дисперсии линейных напряжений $\sigma_{AB}^2, \sigma_{BC}^2, \sigma_{CA}^2$, как следует из (11), в этом случае будут равны

$$\sigma_{1L}^2 = \frac{4\sigma_{AB}^2 + \sigma_{BC}^2 + \sigma_{CA}^2}{9}; \quad \sigma_{2L}^2 = \frac{\sigma_{BC}^2 + \sigma_{CA}^2}{3};$$

$$\rho_L = \frac{\sigma_{CA}^2 - \sigma_{BC}^2}{3\sqrt{3}\sigma_{1L}\sigma_{2L}}. \quad (13)$$

Средние значения величин K_L, L_L будут определяться как

$$\bar{K}_L = \frac{1}{3} (2\bar{U}_{AB} - \bar{U}_{BC} - \bar{U}_{CA}), \quad \bar{L}_L = \frac{1}{3} (\bar{U}_{BC} - \bar{U}_{CA}),$$

где $\bar{U}_{AB}, \bar{U}_{BC}, \bar{U}_{CA}$ — средние значения линейных напряжений.

Выделяя при этом в (13) случай одинаковых дисперсий линейных напряжений $\sigma_{AB}^2 = \sigma_{BC}^2 = \sigma_{CA}^2$, будем иметь коэффициент корреляции $\rho_L = 0$, а дисперсии $\sigma_{1L}^2, \sigma_{2L}^2$ здесь будут равны

$$\sigma_{1L}^2 = \sigma_{2L}^2 = \frac{2\sigma_{AB}^2}{3}. \quad (14)$$

Для прямой линейной последовательности T_1 при незначительных отличиях линейных напряжений будет справедлив с учетом (10) одномерный нормальный закон со средним значением $\bar{T}_1 = \frac{1}{3} (\bar{U}_{AB} + \bar{U}_{BC} + \bar{U}_{CA})$ и дисперсией $\sigma_{11}^2 = \frac{1}{9} (\sigma_{AB}^2 + \sigma_{BC}^2 + \sigma_{CA}^2)$.

Двумерный нормальный закон $p(K_m, L_m)$ для компонентов K_m, L_m симметричных фазных составляющих S_m при одинаковых дисперсиях фазных напряжений $\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_C^2$ и одинаковых сдвигах фаз между фазными напряжениями ($\alpha_B = \alpha_C = 0$) допускает упрощения — амплитуда прямой фазной последовательности S_1 безотносительно к уровням фазных напряжений при этом будет подчиняться согласно (5) при $m=1$ одномерному нормальному закону со средним значением и дисперсией, определяемым как

$$\bar{S}_1 = \frac{1}{3} (\bar{U}_A + \bar{U}_B + \bar{U}_C), \quad \sigma_1^2 = \sigma_{11}^2 = \frac{1}{9} (\sigma_A^2 + \sigma_B^2 + \sigma_C^2), \quad (15)$$

а для обратной фазной последовательности ($m=2$) подстановками $K_2 = S_2 \cos \theta_2, L_2 = S_2 \sin \theta_2$ с учетом (12) можно перейти к распределению:

$$p(S_2, \theta_2) = \frac{3S_2}{\pi\sigma_A^2} \exp \left[-\frac{3(S_2 \cos \theta_2 - \bar{K}_2)^2 + 3(S_2 \sin \theta_2 - \bar{L}_2)^2}{\sigma_A^2} \right]. \quad (16)$$

Интегрируя данное распределение по θ_2 , найдем, что при однородных условиях ($\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_C^2$ и $\alpha_B = \alpha_C = 0$) распределение амплитуд обратной фазной последовательности $p(S_2)$ будет описываться обобщенным распределением Релея или так называемым распределением Релея—Райса:

$$p(S_2) = \frac{6S_2}{\sigma_A^2} I_0 \left(\frac{6S_2 S_{20}}{\sigma_A^2} \right) \exp \left[-\frac{3(S_2^2 + S_{20}^2)}{\sigma_A^2} \right], \quad (17)$$

где $S_{20} = \sqrt{\bar{K}_2^2 + \bar{L}_2^2}$ — амплитуда обратной фазной последовательности при средних фазных напряжениях $\bar{U}_A, \bar{U}_B, \bar{U}_C$. $I_0(x)$ — функция Бесселя первого рода от мнимого аргумента.

Интегрированием $p(S_2, \theta_2)$ в (16) по S_2 можно найти распределение фазы обратной последовательности $p_2(\theta_2)$.

Как отмечалось, в случае одинаковых фазовых сдвигов между фазными напряжениями ($\alpha_B = \alpha_C = 0$) согласно (5) амплитуды нулевой и обратной последовательностей равны $S_0 = S_2$, а фазы этих последовательностей имеют противоположный знак. Отсюда следует, что в рассматриваемом случае распределение

(17) будет также справедливо и для амплитуды нулевой последовательности, а распределение фазы этой последовательности может быть получено заменой $\theta_0 = -\theta_2$ в $p_2(\theta_2)$.

Рассмотрение свойств обобщенного распределения Релея и особенностей распределения фазы $p_2(\theta_2)$ приведено, например, в [5], где соответствующие распределения описывают огибающую гармонического сигнала с узкополосным шумом и фазу такого колебания. Интегральное обобщенное распределение Релея табулировано [6].

Среднее значение обратной или нулевой последовательностей, исходя из (17), будет определяться как

$$\bar{S}_2 = \bar{S}_0 = \frac{\sigma_A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{3}} F \left(-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}; -\frac{3S_{20}^2}{\sigma_A^2} \right), \quad (18)$$

где $F(a; c; z)$ — вырожденная гипергеометрическая функция.

Среднеквадратические отклонения амплитуд обратной и нулевой фазных последовательностей, исходя из (17) будут представляться как

$$\sigma_2 = \sigma_0 = \sqrt{\frac{\sigma_A^2}{3} + S_{20}^2 - \bar{S}_2^2}. \quad (19)$$

При $\sigma_A \gg S_{20}$ распределение (17) оказывается существенно несимметричным и близким к распределению Релея, а при $\sigma_A \ll S_{20}$ это распределение, приближаясь к нормальному закону, будет в достаточной мере симметричным. При $\sigma_A \ll S_{20}$ будем иметь $\bar{S}_2 \approx S_{20}$ и для σ_2 при этом можно использовать выражение

$$\sigma_2 = \frac{\sigma_A}{\sqrt{3}}. \quad (20)$$

В случае одинаковых амплитуд фазных напряжений, когда соответственно имеем $S_{20} = 0$, вместо распределения (17) получаем распределение Релея

$$p(S_2) = \frac{6S_2}{\sigma_A^2} \exp \left(-\frac{3S_2^2}{\sigma_A^2} \right)$$

со средним значением

$$\bar{S}_2 = \bar{S}_0 = \frac{\sigma_A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{3}} \quad (21)$$

и среднеквадратическим отклонением

$$\sigma_2 = \frac{\sigma_A}{2} \sqrt{\frac{4-\pi}{3}}. \quad (22)$$

Заметим, что величина σ_2 , определяемая из (19), при сравнимых значениях σ_A и S_{20} располагается между величинами (20) и (22).

Распределение фаз обратной и нулевой фазных последовательностей в случае одинаковых средних амплитуд фазных напряжений и при одинаковых фазовых сдвигах между ними является равномерным.

Для законов распределения $p(S_2)$ со значительным коэффициентом асимметрии по аналогии с симметричными распределениями границы доверительного интервала S_{2min}, S_{2max} , в которых величина S_2 пребывает с вероятностью P , могут быть определены согласно условию

$$\int_{S_{2min}}^{\bar{S}_2} p(S_2) dS_2 = \int_{\bar{S}_2}^{S_{2max}} p(S_2) dS_2 = P/2. \quad (23)$$

Величину среднего значения коэффициента обратной последовательности s_2 и среднеквадратическое отклонение этого коэффициента при случайных изменениях амплитуд фазных напряжений получаем из выражений (18), (19) заменой величин σ_A на $\sigma_n = \sigma_A/U_n$, $\bar{S}_2$ — на s_2 , а также заменой S_{20} на величину $s_{20} = S_{20}/U_n$, являющуюся коэффициентом обратной последовательности при средних фазных напряжениях.

Таким образом, в трехфазной сети, имеющей одинаковые сдвиги фаз между фазными напряжениями, наличие случайных отклонений амплитуд фазных напряжений, распределенных по нормальному закону, будет приводить к появлению систематического абсолютного отклонения $\Delta s_2 = s_2 - s_{20}$ коэффициента обратной последовательности, которое при равных дисперсиях фазных напряжений

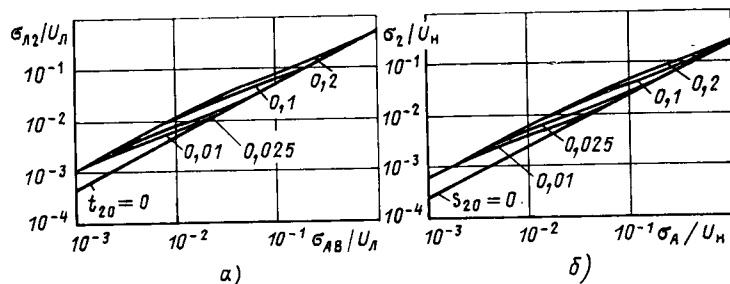


Рис. 1. Зависимость систематических абсолютных отклонений коэффициента обратной последовательности от величин относительных среднеквадратических отклонений (или погрешностей измерений) линейных (а) или фазных (б) напряжений при различных значениях коэффициентов обратной последовательности t_{20} и s_{20} , соответствующих средним значениям линейных и фазных напряжений

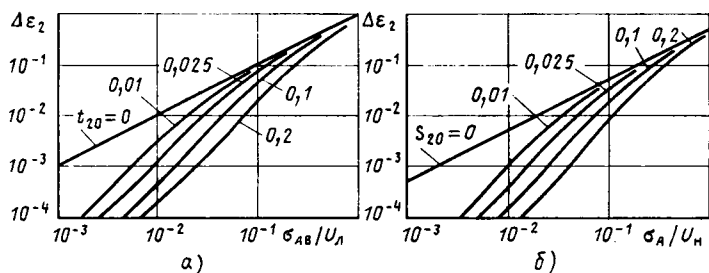


Рис. 2. Зависимость среднеквадратических отклонений коэффициентов обратной последовательности от величин относительных среднеквадратических отклонений (или погрешностей измерений) линейных (а) или фазных (б) напряжений

($\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_C^2$) согласно (18) и с учетом представления $F(a; c; z)$ через бесселевы функции будет определяться как

$$\Delta \epsilon_2 = \frac{\sigma_a}{2} \sqrt{\frac{\pi}{3}} \left[\left(1 + \frac{3}{v^2} \right) I_0 \left(\frac{3}{2v^2} \right) + \frac{3}{v^2} I_1 \left(\frac{3}{2v^2} \right) \right] \exp \left(-\frac{3}{2v^2} \right) - s_{20}, \quad (24)$$

где $v = \frac{\sigma_A}{S_{20}}$, $\sigma_a = \frac{\sigma_A}{U_H}$ — нормированное и среднеквадратическое

отклонения фазных напряжений; $I_0(x)$, $I_1(x)$ — функции Бесселя первого рода от мнимого аргумента [7].

Выражение (24) при оговоренных предположениях относится и к систематическому абсолютному отклонению коэффициента нулевой последовательности.

В качестве примера укажем, что при амплитудных значениях средних фазных напряжений $\bar{U}_A = 326$ В, $\bar{U}_B = 310$ В, $\bar{U}_C = 294$ В и при среднеквадратических отклонениях фазных напряжений $\sigma_A = \sigma_B = \sigma_C = 14,5$ В для $\alpha_B = \alpha_C = 0$ согласно (15), (18), (19), (24) имеем $\bar{S}_2 = \bar{S}_0 = 11,37$ В, $S_{20} = 9,24$ В, $\sigma_2 = \sigma_0 = 5,12$ В, $\bar{S}_1 = 310$ В, $\sigma_1 = 8,38$ В, $s_{20} = 2,94\%$, $\Delta \epsilon_2 = 0,67\%$. Граница доверительного интервала для рассматриваемого примера при вероятности $P = 0,682$ с использованием [6] определяется согласно (23) как $S_{2\min} = 6,45$ В и $S_{2\max} = 17,1$ В, так что $\bar{S}_2 - S_{2\min} = 4,92$ В и $S_{2\max} - \bar{S}_2 = 5,73$ В.

Из рассматриваемого примера видно, что при среднеквадратических отклонениях фазных напряжений до 5% неучет этих отклонений при оценках коэффициентов нулевой и обратной последовательности будет приводить к погрешностям в оценках этих коэффициентов около 20%. А при средних напряжениях в трехфазной сети, соответствующих более низким значениям коэффициентов нулевой и обратной последовательности, случайные отклонения фазных напряжений (или случайные погрешности измерений этих напряжений, как и случайные погрешности измерений линейных напряжений при косвенном определении симметричных составляющих методом трех вольтметров) будут еще сильнее влиять на погрешности определения этих коэффициентов.

В частности, если при средних фазных напряжениях, равных номинальному уровню, относительные среднеквадратические отклонения фазных напряжений $\sigma_A/U_H = 4,5\%$, то вместо равенства нулю значений коэффициентов обратной и нулевой последовательностей (с учетом соблюдения в этом случае релеевского распределения) эти коэффициенты будут равны $s_2 = s_0 = 2,39\%$.

Обращаясь к рассмотрению вероятностных параметров симметричных линейных составляющих при случайных изменениях линейных напряжений, заметим, что при малых отличиях между отдельными линейными напряжениями упомянутый двумерный нормальный закон распределения $p(K_L, L_N)$ ортогональных компонентов обратной линейной последовательности в предположении одинаковых среднеквадратических отклонений линейных напряжений ($\sigma_{AB} = \sigma_{BC} = \sigma_{CA}$) также может быть приведен к обобщенному распределению Релея с заменой в (17) [согласно связи между (22) и (26)] величин σ_A на $2\sigma_{AB}$, S_2 на T_2 и величины S_{20} на величину $T_{20} = \sqrt{\bar{K}_L^2 + \bar{L}_N^2}$, являющуюся амплитудой обратной линейной последовательности при средних линейных напряжениях.

Среднее значение линейной обратной последовательности $\bar{T}_2$ и среднеквадратическое отклонение σ_{L2} , исходя из этого, будут характеризоваться соотношениями (18), (19) с выполнением замен величин $\bar{S}_2$, σ_A , S_{20} , относящихся к фазным напряжениям, соответственно на величины T_2 , $2\sigma_{AB}$ и T_{20} , относящиеся к линейным напряжениям.

Коэффициент обратной последовательности $t_2 = \bar{T}_2/U_L$, определяемый по линейным напряжениям, среднеквадратическое отклонение данного коэффициента $\sigma_L = \sigma_{L2}/U_L$ и систематическое абсолютное отклонение коэффициента обратной последовательности $\Delta \epsilon_2 = t_2 - t_{20}$, где $t_{20} = T_{20}/U_L$, будут определяться соответственно из выражений (18), (19) и (24) при замене величин $\bar{S}_2$ на t_2 , σ_A на $2\sigma_{AB}/U_L$, S_{20} на $t_{20} = T_{20}/U_L$ и v на $2v_1$, где $v_1 = \sigma_{AB}/T_{20}$.

Величина $\Delta \epsilon_2$, получающаяся из (24) при этих заменах, будет одновременно определять систематическую абсолютную погрешность коэффициента обратной последовательности при косвенном нахождении этого коэффициента методом трех вольтметров со среднеквадратической погрешностью измерений напряжений σ_{AB} .

С использованием (19), (24), а также (22), (21) на рис. 1 и 2 построены графики среднеквадратических и систематических отклонений (и одновременно соответственно среднеквадратических и систематических абсолютных погрешностей косвенных измерений) коэффициента обратной последовательности при различных относительных среднеквадратических отклонениях (погрешностях измерений) линейных или фазных напряжения для выбранных значений коэффициентов обратной последовательности t_{20} или s_{20} , относящихся к средним значениям соответственно линейных или фазных напряжений.

Наряду с иллюстрацией сравнимости значений среднеквадратических и систематических отклонений коэффициента обратной последовательности, обусловленных случайными отклонениями (или случайными погрешностями измерений) линейных или фазных напряжений, указанные графики характеризуют тот факт, что в случае выполнения косвенных измерений коэффициента обратной последовательности по методу трех вольтметров средства измерений должны удовлетворять высоким требованиям по точности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические системы. Т. 2. Электрические сети/Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1971.
2. Милих А. Н., Шидловский А. К., Кузнецов В. Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. — Киев: Наукова думка, 1973.
3. ГОСТ 13109—67. Электрическая энергия. Нормы качества электроэнергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения.
4. Железко Ю. С., Артемьев А. В. Способы определения симметричных составляющих напряжения с помощью вольтметра. — Изв. вузов. Энергетика, 1985, № 2.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио, 1966.
6. Таблицы распределения Релея — Райса/Л. С. Барк, Л. Н. Большев, П. Н. Кузнецов, А. П. Чернышев. — М.: ВЦ АН СССР, 1964.
7. Кармазина Л. Н., Чистова Э. А. Таблицы функций Бесселя от мнимого аргумента и интервалов от них. — М.: ВЦ АН СССР, 1958.

[27.08.85]

Расчет режимов работы приемников электроэнергии при несинусоидальном питающем напряжении

МАМОШИН Р. Р., доктор техн. наук, ПОПОВ П. К., инж.

Работа самых разнообразных приемников электроэнергии, регулирование и стабилизация напряжения которых осуществляется с помощью управляемой преобразовательной техники, связана с появлением даже в установившихся режимах существенно несинусоидального напряжения. В качестве примера такого приемника можно привести электровоз ВЛ80Р с зонно-фазовым регулированием напряжения в тяговом или рекуперативном режимах.

Решение таких задач [1] методами операторного исчисления, исходя из синусоидального питающего напряжения, давало удовлетворительные результаты для действующего значения тока, коэффициента мощности, но приводило к искажению результатов по таким важным показателям как оценка амплитуд высших гармоник первичного тока. Такие неточности особенно опасны при выборе средств защиты конденсаторов устройств поперечной и продольной компенсации, применяемых в тяговых сетях, от высших гармоник и вынуждают искать более строгие методы расчета.

Одним из методов решения таких задач является метод припасовывания, предложенный Н. Д. Папалекси [2]. При расчетах этим методом автоматически определяются начальные значения токов и напряжений по режимам проводимости и коммутации. Это, в свою очередь, позволяет точно определять углы коммутации, влияющие на надежность работы коллекторных тяговых двигателей, интегральные потери напряжения, э. д. с. и скорость электровозов, зависящие от начальных значений токов в режимах проводимости и коммутации. Методы численного интегрирования интегродифференциальных уравнений такие задачи прямо решать не позволяют. При несинусоидальной форме кривой питающего напряжения применение метода припасовывания невозможно, так как невозможно получение оригинала тока в цепи.

Ниже изложен метод анализа таких цепей с помощью операторного исчисления, позволяющий использовать для оценки установившихся режимов работы методом припасовывания и вычислительную технику. Расчеты этим способом проводились на ЕС ЭВМ-1033 с программированием на языке FORTRAN-IV. Рассмотрим этот способ на примере простейшей схемы, представленной на рис. 1 в операторной форме.

Предположим, что питающее напряжение в этой схеме периодически, несинусоидально и известно его значение в любой точке полупериода $\theta_1 - \theta_2$ (рис. 2).

Так как значение питающего напряжения в момент θ_2 изменяется скачкообразно, необходимо рассматривать отдельно временные интервалы $\theta_1 - \theta_2$ и $\theta_2 - \theta_3$.

Для интервала $\theta_1 - \theta_2$ запишем

$$I_1(p)(R + pL) = U(p) + i_1(\theta_1)L, \quad (1)$$

откуда

$$I_1(p) = \frac{U(p)}{R + pL} + \frac{i_1(\theta_1)}{p + \frac{R}{L}}. \quad (2)$$

Оригинал второго члена правой части находится просто [3]:

$$\frac{i_1(\theta_1)}{p + \frac{R}{L}} \Leftrightarrow i_1(\theta_1) e^{-\frac{R}{L}(\theta - \theta_1)},$$

где $n_1 \leq \theta \leq \theta_2$.

Необходимо определить оригинал первого члена. Разобьем интервал времени $\theta_1 - \theta_3$, в котором определена функция питающего напряжения, на n равных долей. Тогда значение доли

$$\Delta\theta = \frac{\theta_3 - \theta_1}{n}.$$

Аппроксимируем каждую реальную трапецию, заключенную между смежными ординатами кривой напряжения (рис. 3), прямоугольником, у которого ордината равна u_i — фактическому значению напряжения в середине отрезка $\Delta\theta_i$. Как известно, импульсная функция, изображенная на рис. 4, в интервале от

a до b имеет изображение по Лапласу [3]

$$F(p) = \frac{e^{-ap} - e^{-bp}}{p}.$$

Воспользовавшись тем обстоятельством, что реальная кривая несинусоидального напряжения при таком подходе представлена последовательной совокупностью импульсных функций, изображение i -го элемента аппроксимации можно записать как

$$U(p)_i = \frac{e^{-[\theta_1 + \Delta\theta(i-1)]p} - e^{-(\theta_1 + \Delta\theta i)p}}{p} u_i.$$

Тогда изображение аппроксимированной кривой напряжения определяется суммой n импульсных функций:

$$U(p) = \sum_{i=1}^{n_1} \frac{e^{-[\theta_1 + \Delta\theta(i-1)]p} - e^{-(\theta_1 + \Delta\theta i)p}}{p} u_i. \quad (3)$$

Расчеты показали, что можно достаточно точно представить функцию питающего напряжения при $\theta_1 - \theta_2 = \pi$ последовательной совокупностью импульсных функций при $n=180$, т. е. при $\Delta\theta=1^\circ$. При этом погрешность в оценке мгновенных значений токов не выходит за пределы 1%. Дальнейшее увеличение n не приводит к заметному уточнению результатов, но связано со значительной затратой машинного времени.

Вернемся к уравнению (2) и представим первый член правой части в виде

$$\frac{U(p)}{R + pL} = \frac{U(p)}{L\left(p + \frac{R}{L}\right)}.$$

С учетом (3) запишем:

$$\frac{U(p)}{L\left(p + \frac{R}{L}\right)} = \sum_{i=1}^{n_1} \frac{e^{-[\theta_1 + \Delta\theta(i-1)]p} - e^{-(\theta_1 + \Delta\theta i)p}}{p\left(p + \frac{R}{L}\right)} \frac{u_i}{L},$$

где n_1 — число импульсных функций в интервале $\theta_1 - \theta_2$.

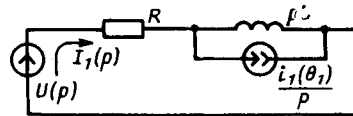


Рис. 1

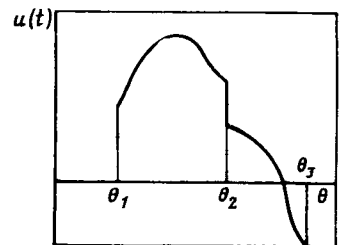


Рис. 2

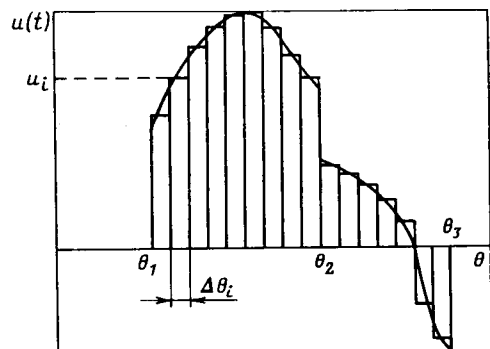


Рис. 3

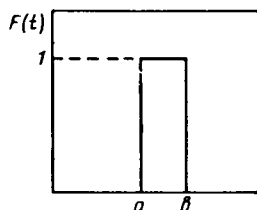


Рис. 4

Рассмотрим i -ю часть функции питающего напряжения, обозначив ее $F(p)_i$

$$F(p)_i = \frac{e^{-(\theta_1 + \Delta\theta(i-1))p} - e^{-(\theta_1 + \Delta\theta i)p}}{p\left(p + \frac{R}{L}\right)} \frac{u_i}{L}.$$

Введем обозначения $\theta_1 + \Delta\theta(i-1) = d$; $\theta_1 + \Delta\theta i = c$, тогда

$$F(p)_i = \frac{e^{-dp} - e^{-cp}}{p\left(p + \frac{R}{L}\right)} \frac{u_i}{L}. \quad (4)$$

Оригинал первого члена правой части уравнения (4)

$$\frac{e^{-dp}}{p\left(p + \frac{R}{L}\right)} \longleftrightarrow -\frac{e^{-\frac{R}{L}(\theta-d)}}{\frac{R}{L}}.$$

Аналогично оригинал второго члена

$$\frac{e^{-cp}}{p\left(p + \frac{R}{L}\right)} \longleftrightarrow \frac{e^{-\frac{R}{L}(\theta-c)}}{\frac{R}{L}}.$$

Совместно с учетом обозначений

$$F(p)_i \longleftrightarrow \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta i)]}}{\frac{R}{L}} - \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta(i-1))]}{\frac{R}{L}} u_i.$$

Переходя к сумме последовательной совокупности n импульсных функций, получаем оригинал первого члена правой части уравнения (2).

$$\begin{aligned} \frac{U(p)}{p + \frac{R}{L}} &\longleftrightarrow \\ \longleftrightarrow \sum_{i=1}^{n_1} \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta i)]}}{\frac{R}{L}} - \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta(i-1))]}{\frac{R}{L}} u_i. \end{aligned}$$

Тогда оригинал тока в контуре запишется как

$$\begin{aligned} i_1(\theta) &= i_1(\theta_1) e^{-\frac{R}{L}(\theta - \theta_1)} + \\ &+ \sum_{i=1}^{n_1} \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta i)]}}{\frac{R}{L}} - \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_1 + \Delta\theta(i-1))]}{\frac{R}{L}} u_i. \end{aligned} \quad (5)$$

Полученное выражение для тока $i_1(\theta)$ справедливо на интервале $\theta_1 - \theta_2$, но не может быть решено, так как необходимо еще определить начальное значение тока $i_1(\theta_1)$. Далее составляется схема для временного интервала $\theta_2 - \theta_3$, которая аналогична схеме рис. 1 с изменением обозначений $i_1(p)$ на $i_2(p)$, а $i_1(\theta_1)$ на $i_2(\theta_2)$. Все приведенные выше уравнения справедливы и для этого интервала, а окончательно оригинал тока $i_2(\theta)$ запишется как

$$\begin{aligned} i_2(\theta) &= i_2(\theta_2) e^{-\frac{R}{L}(\theta - \theta_2)} + \\ &+ \sum_{i=n_1}^{n_2} \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_2 + \Delta\theta(i-1))]}{\frac{R}{L}} - \frac{e^{-\frac{R}{L}[\theta - (\theta_2 + \Delta\theta i)]}}{\frac{R}{L}} u_i. \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, получены два уравнения с двумя неизвестными $i_1(\theta_1)$ и $i_2(\theta_2)$, определить которые можно, составив граничные уравнения в соответствии с методом приспособывания:

$$\left. \begin{aligned} i_1(\theta_2 -) &= i_2(\theta_2); \\ i_2(\theta_3 -) &= -i_1(\theta_1). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Подставив в систему уравнений (7) уравнения (5) и (6), получим систему уравнений

$$\begin{aligned} &i_1(\theta_1) e^{-\frac{R}{L}(\theta_2 - \theta_1)} + \\ &+ \sum_{i=1}^{n_1} \frac{e^{-\frac{R}{L}(\theta_2 - \theta_1 - \Delta\theta i)} - e^{-\frac{R}{L}[\theta_2 - \theta_1 - \Delta\theta(i-1)]}}{\frac{R}{L}} u_i - \\ &- i_2(\theta_2) = 0; \\ &i_2(\theta_2) e^{-\frac{R}{L}(\theta_3 - \theta_2)} + \\ &+ \sum_{i=n_1}^{n_2} \frac{e^{-\frac{R}{L}(\theta_3 - \theta_2 - \Delta\theta i)} - e^{-\frac{R}{L}[\theta_3 - \theta_2 - \Delta\theta(i-1)]}}{\frac{R}{L}} u_i + \\ &+ i_1(\theta_1) = 0. \end{aligned}$$

При решении полученной системы уравнений любым способом определяются начальные значения токов $i_1(\theta_1)$ и $i_2(\theta_2)$, что позволяет по уравнениям (5) и (6) рассчитать значения токов в n точках полупериода $\theta_1 - \theta_3$.

Заметим, что предложенная схема является гипотетической и приведена лишь для более простого изложения сущности предлагаемого метода.

Предложенный способ позволил использовать метод приспособывания для расчета электромагнитных процессов в цепях электроваз ВЛ80Р и получить основные характеристики в режиме рекуперации при несинусоидальном питающем напряжении. Были составлены уравнения для первичных и выпрямленных токов в режимах проводимости и коммутации, составлена и решена система граничных уравнений, которая сводилась к линейной, так как расчет проводился для заданных значений углов коммутации, а в качестве корней системы служили начальные значения токов и э. д. с. Полученные начальные значения этих токов и значение э. д. с. позволили рассчитать основные характеристики и провести гармонический анализ кривой первичного тока.

На рис. 5 и в таблице приведены результаты сравнения данных расчета электрических параметров электроваза, полученных изложенным методом, с экспериментальными данными, полученными на Восточно-Сибирской железной дороге.

Параметры	I_{Π}, A	E_{Π}, B	λ	I_3/I_1	I_4/I_1	I_7/I_1	I_9/I_1	I_{11}/I_1
Результаты эксперимента	245	825	0,55	0,288	0,097	0,09	0,04	0,028
Результаты расчета	249	870	0,57	0,29	0,097	0,097	0,03	0,03

Незначительное расхождение расчетных и экспериментальных значений 7- и 9-й гармоник первичного тока объясняется влиянием поперечной ёмкости ЛЭП и тяговой сети, которая в

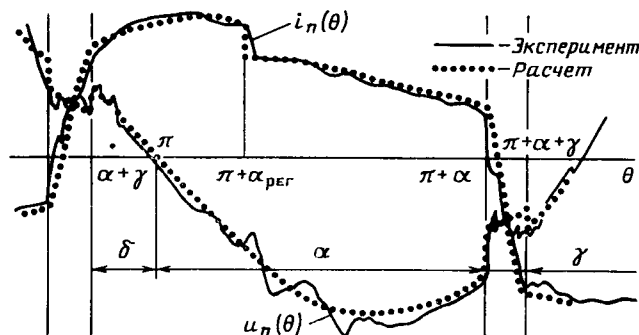


Рис. 5

модели не учтена. В модели предполагается также, что при переходе с одной зоны на другую при $\pi + \alpha_{\text{рег}}$ ток в первичной сети меняется мгновенно пропорционально изменению коэффициента трансформации главного трансформатора электровоза. В остальном экспериментальные и расчетные величины хорошо сходятся. Это подтверждает возможность использования разработанного метода для анализа режимов работы цепей с несинусоидальным питающим напряжением при заданных форме и значении этого напряжения в пределах периода.

Следовательно, предложенный способ расчета может быть использован при анализе любых цепей, к которым применим метод приспособивания Папалекси Н. Д. и в свою очередь, позволяет использовать этот метод, а также операторное исчисление при расчете цепей с несинусоидальным питающим напряжением.

Выводы. 1. Предложенный метод расчета позволяет использовать операторное исчисление для расчета электромагнитных процессов при любой форме питающего напряжения.

2. При использовании этого метода форма кривой напряжения не отражается на подходе к расчету и меняются только значения последовательной совокупности u_i .



УДК 621.315.61.095.1.001.24

Токи поляризации в структурно-неоднородных диэлектриках

КОСТЮКОВ Н. С., СКИПНИКОВ Ю. С.

Технические диэлектрики (стекло, керамика, пластмассы и др.) существенно отличаются от монокристаллов по своей структуре и поведению в электрических полях. В [1—3] было показано, что в общем виде это отличие можно описывать введением коэффициента β , характеризующего отличие структуры технического диэлектрика от структуры идеального диэлектрика с одной энергией активации и одним временем релаксации при неизменной температуре. Технический диэлектрик можно характеризовать набором энергий активации и времен релаксации заряженных частиц [4]:

$$Y(\tau) = \frac{2\gamma}{\pi} \frac{1}{\tau [(\tau/\tau_0)^\gamma - (\tau/\tau_0)^{-\gamma}]}, \quad (1)$$

где $\gamma = \frac{kT}{\beta E_0}$, $\tau_0 = \tau_{\infty} \exp(E_0/kT)$; τ_0 и E_0 — наиболее вероятное время релаксации заряженной частицы и энергия ее активации; k — постоянная Больцмана; T — термодинамическая температура.

Введенный коэффициент β , характеризующий отличие структуры от идеальной, в [5] был связан с накоплением структурных дефектов в твердом диэлектрике при облучении, что дает возможность связать необратимые радиационные изменения в нем с электрофизическими характеристиками и таким образом прогнозировать поведение электроизоляционных материалов в условиях облучения. В этом случае функция спада тока поляризации определяется интегрированием по всем временам релаксации [6]:

$$F(t) = (\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}) \int_{\tau_0}^{\infty} \frac{2\gamma}{\pi} \frac{\exp(-t/\tau)}{\tau^2 [(\tau/\tau_0)^\gamma + (\tau/\tau_0)^{-\gamma}]} d\tau, \quad (2)$$

ε_0 и ε_{∞} — статическая и высокочастотная абсолютные диэлектрические проницаемости.

Интегрирование (2) было проведено на ЭВМ. Графики зависимости функции спада тока поляризации, нормированные к $\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}$ и τ_0 для некоторых значений γ и представленные на рисунке, показывают, что спадание тока во времени зависит от коэффициента γ , т. е. от температуры T и дефектности β структуры. Как видно, из графиков при значениях $t \gg \tau_0$ и $t \ll \tau_0$ и не очень больших значениях γ , зависимости $\ln F(t)$ от $\ln(t/\tau_0)$ можно считать прямыми линиями и представить их степенной функцией:

$$F(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_0} G \left(\frac{\tau_0}{t} \right)^n, \quad (3)$$

где G и n зависят от температуры и дефектности структуры.

3. Сравнение экспериментальных и расчетных данных, полученных предложенным методом для электровоза ВЛ80Р с зонно-фазовым регулированием напряжения в режиме инвертирования, показывает их практическую сходимость, что подтверждает применимость данного метода для расчета электромагнитных процессов в цепях с несинусоидальной формой питающего напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамошин Р. Р. Исследование режимов работы преобразователя электровоза при рекуперации — Электричество, 1979, № 10, с. 49—53.
2. Папалекси Н. Д. О процессах в цепи переменного тока, содержащей электрический вентиль. — В кн.: Собрание трудов Папалекси Н. Д. — М.: Изд. АН СССР, 1948, с. 52—68.
3. Диткин В. А., Прудников А. П. Справочник по операционному исчислению. — М.: Высшая школа, 1965, — 465 с. [02.07.85]

Для $t \gg \tau_0$ значения $n \geq 1$, а для $t \ll \tau_0$ — $n \leq 1$. Рассмотрим два крайних случая.

1. При $\gamma \rightarrow 0$, $n \rightarrow 1$ и при $t \gg \tau_0$ и $t \ll \tau_0$ можно записать

$$F(t) = (\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}) \frac{G}{t},$$

т. е. при низких температурах или для предельно разупорядоченных структур зарядный и разрядный токи через диэлектрик обратно пропорциональны времени.

2. При $\gamma \rightarrow \infty$ выражение (1) переходит в дельта-функцию $y(\tau) \rightarrow \delta(\tau - \tau_0)$ и путем интегрирования (2) получаем

$$F(t) = (\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}) \int_0^{\infty} e^{-t/\tau} \delta(\tau - \tau_0) \frac{d\tau}{\tau} = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_0} e^{-t/\tau_0}. \quad (4)$$

Таким образом, при высоких температурах или упорядоченной структуры ($\beta \rightarrow 0$) ток поляризации экспоненциально спадает с постоянной времени релаксации τ_0 . Численные значения $F(t)$, полученные при $\gamma \geq 4$ по формуле (2), не отличаются от значений, полученных по формуле (4). Следовательно, при температурах $T \geq T_0$, где $T_0 = 4\beta E_0/k$ диэлектрик с неупорядоченной структурой может быть описан соотношением Дебая для монокристаллов [6].

Из рассмотренных двух крайних случаев можно сделать вывод, что функция спада тока при промежуточных значениях γ будет иметь плавный переход от степенного закона $F(t) \sim (\tau_0/t)^n$ к экспоненциальному $F(t) \sim \exp(-t/\tau_0)$.

С учетом только коротких времен релаксации ($t \ll \tau_0$) и разлагая $Y(\tau)$ в ряд по степеням (τ/τ_0) , интегрируя при значениях $0 < \gamma \leq 0,5$ и ограничиваясь первым членом полученной суммы, для $t \ll \tau_0$ имеем

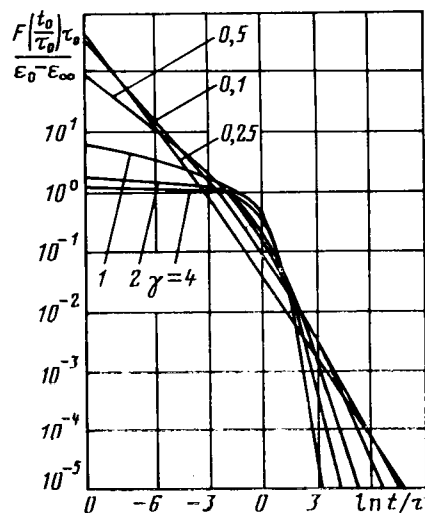
$$F(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_0} \frac{2\gamma \Gamma(1-\gamma)}{\pi} \left(\frac{\tau_0}{t} \right)^{1-\gamma} \equiv G_1 t^{-n_1}, \quad (5)$$

где $\Gamma(1-\gamma)$ — гамма-функция; $n_1 = 1 - \gamma = 1 - \frac{kT}{\beta E_0}$.

Учитывая только большие времена релаксации ($t \gg \tau_0$) аналогичным образом получим

$$F(t) = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{\tau_0} \frac{2\gamma \Gamma(1+\gamma)}{\pi} \left(\frac{\tau_0}{t} \right)^{1+\gamma} \equiv G_2 t^{-n_2}, \quad (6)$$

где $n_2 = 1 + \gamma = 1 + \frac{kT}{\beta E}$.



Зависимости тока поляризации от времени для различных коэффициентов γ

Поскольку ток поляризации пропорционален приложенному напряжению U , площади образца S и его толщине d , то

$$I(t) = U \frac{S}{d} F(t). \quad (7)$$

Сравнивая формулы (5) — (7) с выражением для закона Кюри [7], видим, что n может изменяться в широких пределах и зависит от температуры и дефектности структуры.

Полученные соотношения для $F(t)$ неприменимы в начальный момент времени при $t \rightarrow 0$. В этом случае для нахождения $F(t)$ интегрирование (2) необходимо провести от $t \infty$ до 0 . Решение имеет вид неполной гамма-функции и, используя ее разложение в степенной ряд для значений $t \approx 0$, можно ограничиться первым членом разложения

$$F(t) = (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) \frac{2\gamma}{\pi \tau_0 \epsilon_\infty^{1-\gamma}} \left[\frac{1}{1-\gamma} - \frac{t}{\tau_0(2-\gamma)} \right],$$

таким образом ток в начальный момент линейно уменьшается во времени.

Измерения токов деполяризации в настоящее время широко проводятся при исследованиях диэлектрических характеристик, особенно в области инфранизких частот. Для определения частотной зависимости комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon^*(\omega)$ из $F(t)$ применяется преобразование Фурье [6]. В частности, применяя для определения коэффициента потерь ϵ_2 и вклада в диэлектрическую проницаемость $\epsilon_1 - \epsilon_\infty$ синус и косинус-преобразования Фурье в области $t \leq \tau_0$ и значений $0 < \gamma \leq 0,5$ имеем:

$$\epsilon_2(\omega) = (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) \frac{\gamma}{\cos(\gamma \pi/2)} (\omega \tau_0)^{-\gamma}; \quad (8)$$

$$\epsilon_1(\omega) = \epsilon_\infty + (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) \frac{\gamma}{\sin(\gamma \pi/2)} (\omega \tau_0)^{-\gamma}. \quad (9)$$

Соотношения (8) и (9) аналогичны полученным ранее в [3 и 4] в области частот $\omega \tau_0 \gg 1$ и для значений $0 < \gamma \leq 0,75$. Найденная частотная зависимость коэффициента потерь (8) качественно соответствует степенному закону $\epsilon_2 \sim \omega^{-\alpha}$, характерному для структурно-неупорядоченных диэлектриков. Из (8) и (9) следует, что отношение диэлектрических потерь к вкладу в диэлектрическую проницаемость от ионных тепловых поляризационных процессов в рассматриваемой области частот и значений γ не зависит от частоты:

$$\frac{\epsilon_2(\omega)}{\epsilon_1(\omega) - \epsilon_\infty} = \operatorname{tg} \frac{\gamma \pi}{2} = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi k T}{2\beta E_0} \right), \quad (10)$$

в то время как для модели Дебая [6]

$$\epsilon_2/(\epsilon_1 - \epsilon_\infty) = \omega \tau.$$

Преобразование степенного закона $F(t)$ в степенной закон для $\epsilon_2(\omega)$ позволяет установить простые соотношения для вычислений ϵ_2 и $\epsilon_1 - \epsilon_\infty$ из $F(t)$ для случая, если $I(t) \sim t^{-n}$ при $0,3 \leq n \leq 1,2$. Определим область изменений γ для рассмотренного нами случая. Для этого сопоставим $F(t)$ в области $t \leq \tau_0$ выражение (5) и $\epsilon_2(\omega)$ в диапазоне частот $\omega \tau_0 \gg 1$ [выражение (8)] и попробуем найти соотношения между t и ω так, чтобы выполнялось равенство:

$$\epsilon_2 = F(t)/\omega. \quad (11)$$

Из (5) и (8) следует:

$$\epsilon_2 = \frac{\pi (\omega t)^{1-\gamma}}{2 \Gamma(1-\gamma) \cos(\gamma \pi/2)} \frac{F(t)}{\omega} \equiv A \frac{F(t)}{\omega}. \quad (12)$$

Для того, чтобы выполнялось соотношение (11) необходимо, чтобы в (12) выполнялось условие $A=1$; тогда

$$\omega t = \left[\Gamma(\gamma) \sin \frac{\gamma \pi}{2} \right]^{1-\gamma}. \quad (13)$$

Численные расчеты показывают, что при изменении γ от 0 до 0,75 значение ωt изменяется незначительно и его среднее значение $\langle \omega t \rangle = 0,635$ и поэтому в пределах $0 < \gamma \leq 0,75$ справедливо

$$\omega = \frac{0,635}{t}. \quad (14)$$

Проводя аналогичные выкладки для $0 < \gamma \leq 0,3$, для $t \gg \tau_0$ и соответственно частот $\omega \tau_0 \ll 1$, получаем:

$$\omega = 0,615/\tau. \quad (15)$$

Для нахождения вклада в диэлектрическую проницаемость от тепловых поляризационных процессов воспользуемся соотношением (10):

$$\epsilon_1 - \epsilon_\infty = \epsilon_2 \operatorname{ctg} \frac{\pi \gamma}{2} = \frac{F(t)}{\omega} \operatorname{ctg} \frac{\pi \gamma}{2}. \quad (16)$$

Здесь также ω и t связаны соотношением (14) для области частот $\omega \tau_0 \gg 1$. Из экспериментальных зависимостей $F(t)$, снятых при различных температурах, можно получить температурно-частотные зависимости ϵ_2 используя соотношение (11), где частота ω и время t связаны между собой соотношением (14), если $n < 1$, соотношением (15), если показатель степени $n > 1$.

Таким образом, исследование токов поляризации при различных температурах позволяет получить зависимости диэлектрических параметров от частоты и температуры в широких пределах, и в линейной области зависимости γ от T вычислить структурный параметр βE_0 , а если диэлектрик подвергался облучению ионизирующим излучением, то определить концентрацию возникших радиационных дефектов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. К вопросу статистического распределения ионов по потенциальным барьерам в твердых разупорядоченных диэлектриках. — Электронная техника. Сер. Материалы, 1982, вып. 2, с. 64—66.
2. Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. Статистическое распределение релаксирующих частиц, участвующих в тепловых поляризационных процессах, по потенциальным барьерам. — Электронная техника. Сер. Материалы, 1980, вып. 7, с. 101—105.
3. Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. Зависимость диэлектрических характеристик неупорядоченных твердых диэлектриков от частоты при повышенных температурах. — Электронная техника. Сер. Материалы, 1982, вып. 1, с. 41—46.
4. Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. Функция распределения времен релаксации для тепловых поляризационных процессов в твердых диэлектриках. — Электронная техника. Сер. Материалы, 1981, вып. 8, с. 54—57.
5. Фрелих Г. Теория диэлектриков. — М.: Иностранная литература, 1961. — 250 с.
6. Сканиви Г. И. Физика диэлектриков (область слабых полей) — М.: ГИИТЛ, 1949. — 500 с.
7. Антонова Н. П., Богданова О. И., Костюков Н. С. Связь поляризационных явлений в твердых диэлектриках с радиационными дефектами структуры. — Электронная техника. Сер. Материалы, 1984, вып. 8, с. 59—61.

[29.12.84]

Высоковольтные характеристики материала на основе каучука с углеродным наполнителем для объемных резисторов

МИНАКОВА Н. Н., инж., СКВИРСКАЯ И. И., канд. техн. наук
УШАКОВ В. Я., доктор техн. наук

Надежная работа высоковольтных резисторов предполагает не только стабильность их сопротивления, но и способность выдерживать высокие электрические напряжения, рассеивать достаточную энергию.

В этой связи программой высоковольтных испытаний резисторов предусмотрено измерение двух основных параметров: напряжения поверхностного пробоя и рассеиваемой энергии. Испытания выполнены с использованием генератора импульсных токов, что позволило моделировать реальный режим работы объемных высоковольтных резисторов — тепловой удар, — а также оценить предельные возможности резисторов и выявить причины их отказа. Испытания выполнялись по общепринятой для подобных резисторов методике¹.

Установлено, что отказы объемных резисторов на основе наполненных техническим углеродом каучуков в подавляющем большинстве случаев (примерно 90 %) обусловлены поверхностными пробоями. Закономерности изменения напряженности поля и рассеиваемой энергии с возрастанием длительности импульса аналогичны закономерностям для резисторов из других композиционных материалов (бетонных, линейных карбонированных сопротивлений, резисторов фирмы «Морганайт»): восходящие кривые джоуль-секундных характеристик и нисходящие кривые вольт-секундных характеристик (рис. 1).

Значение напряжения поверхностного пробоя возрастает с увеличением сопротивления резистора. Однако количественно эта характеристика определяется составом материала. Для разработанного состава при снижении удельного сопротивления от 10^5 до 10^{-1} Ом·м значение напряжения поверхностного пробоя уменьшается от 5,5 до 0,8 кВ/см (импульс экспоненциальной формы с фронтом 1 мс и временем полуспада 0,03 с). При регулировании сопротивления в указанных пределах традиционным способом (изменением концентрации технического углерода) напряжение поверхностного пробоя составляет только 2,8—0,7 кВ/см. Использование в композиции различных марок технического углерода при одинаковой модификации практически не изменяет напряжение поверхностного пробоя и одновременно дает возможность регулировать электропроводность в пределах двух порядков. Значение рассеиваемой энергии возрастает с уменьшением удельного объемного сопротивления.

Использование для регулирования сопротивления модифицированного технического углерода при заданной постоянной концентрации позволяет уменьшить неизбежное ухудшение высоковольтных характеристик при изменении сопротивления композиции. Преимущество возрастает при увеличении удельного сопротивления и особенно ярко проявляется у высокоомных композиций (рис. 2).

¹ Логачева Г. М., Санталов В. А. Исследование энергетических характеристик конструктивного электропроводного бетона на жидком стекле. — В кн.: Электротехнические конструкции линий электропередачи и подстанций. — Новосибирск: Наука, 1978, с. 96—99.

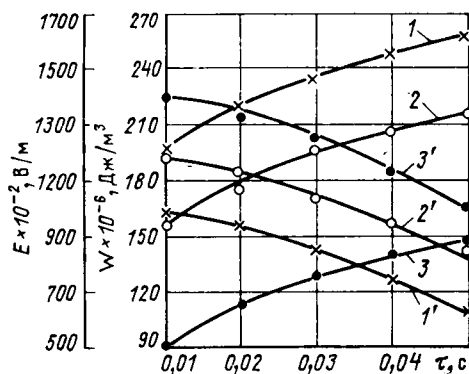


Рис. 1. Зависимость предельной рассеиваемой энергии (кривые 1—3) и предельной напряженности поля (кривые 1'—3') от длительности импульса (БК-2055; 65 в. ч. технического углерода): 1, 1' — углерод марки ПМЭ-100 В; 2, 2' — углерод марки ПМ-100; 3, 3' — углерод марки ПМ-50

Можно предположить, что тепловыделение в рабочем теле резистора, зависящее от удельного сопротивления материала, вызывает повышение температуры его поверхности и прилегающего объема воздуха и влияет тем самым на напряжение поверхностного пробоя. Влияние тепловых процессов на поверхностный пробой усиливается в связи с тем, что тепловая энергия, выделяющаяся в цепочках из частиц электропроводящего компонента, образует неоднородное тепловое поле. Кроме того, удельное сопротивление материала резистора может влиять на напряжение поверхностного пробоя вследствие зависимости от сопротивления распределения электрического поля. Вследствие указанных выше причин регулярность структуры и стабильность сопротивления при действии температуры, характерные для композиций, содержащих высокодисперсный технический углерод, обуславливают незначительное изменение значений выдерживаемой напряженности поля при существенном снижении удельного сопротивления. При использовании модифицированного углерода увеличение $E_{пр}$ и $W_{уд}$ также коррелирует с соответствующим снижением ТКС и коэффициента вариации. Преимущество регулирования удельного сопротивления за счет модификации поверхности технического углерода в этом случае связаны с повышением стабильности удельного сопротивления в процессе нагрева и большей равномерностью распределения теплового и электрического полей.

Улучшение условий теплоотвода, в частности путем помещения тела полимерного резистора и трансформаторное масло, повышает напряжение поверхностного пробоя в 5—7 раз.

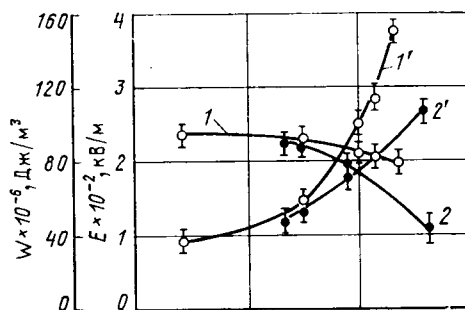


Рис. 2. Зависимость E (кривые 1', 2') и W (кривые 1, 2) от способа регулирования ρ_v материала (связующее БК-2055): 1, 1' — регулирование модификацией ПМ-50 при концентрации 65 в. ч.; 2, 2' — изменением концентрации ПМ-50 (40—80 в. ч.)

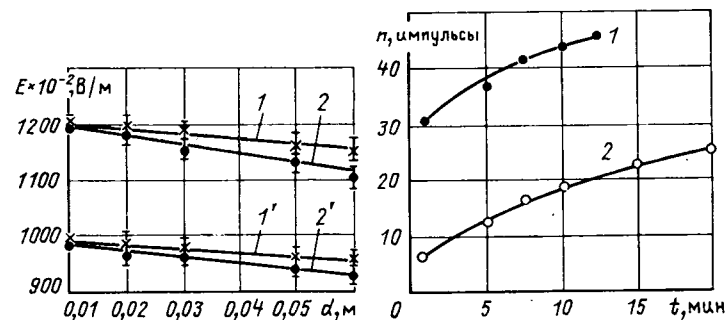


Рис. 3. Зависимость предельной напряженности поля от размера испытываемого образца (связующее БК-2055, 65 в. ч. технического углерода): 2, 2' — при неизменном диаметре 0,05 м; 1, 1' — при неизменной толщине 0,02 м; 1', 2' — для ПМЭ-100 В

Рис. 4. Зависимость количества выдерживаемых до отказа импульсов от длительности пауз между ними (композиция на основе БК-2055, 65 в. ч. ПМЭ-100 В) ($\varphi_v = 0,40$ Ом·м): 1 — при одиночном импульсе $U = 0,3 U_{пр}$; $\tau_{п} = 0,01$ с; 2 — $U_{пр} = 0,8 U_{пр}$, $\tau_{п} = 0,01$ с

Исследования влияния размеров испытуемого образца на предельные энергетические характеристики показали, что зависимость их от толщины и диаметра испытуемого образца в исследованном диапазоне имеет спадающий практически линейный характер (рис. 3). Эта зависимость обусловлена неоднородностью структуры материала, несколько возрастающей при увеличении удельного сопротивления. В исследованном диапазоне значений удельного сопротивления в пределах разброса влияние размеров испытуемого образца можно считать не зависящим от ρ_r .

Существенную роль тепловых процессов в отказе полимерных резисторов подтверждают и результаты испытаний при многократном приложении импульсной нагрузки (рис. 4). При увеличении пауз возрастает количество выдерживаемых до отказа импульсов, повышается стабильность сопротивления резистора и изменяется характер зависимости количества выдерживаемых импульсов от частоты их следования. Эксперименты показывают, что при небольших паузах между импульсами и соответственно интенсивном нагреве преобладают отказы в виде поверхностного пробоя (примерно 70 % при скважности 5 мин). С увеличением паузы между импульсами возрастает количество отказов в результате старения — постепенного накопления дефектов, приводящего к изменению сопротивления выше установленных пределов. При полном охлаждении образца перед последующим импульсом отказ происходит практически только в результате старения.

С увеличением амплитуды одиночного импульса при заданной скважности число выдерживаемых импульсов возрастает по степенному закону. Закономерность сохраняется независимо от состава композиции. Составом материала определяется только количество выдерживаемых до отказа импульсов. Зависимость от состава (удельного сопротивления композиции) ярко выражена при больших значениях энергии одиночного импульса и соответственно малом числе выдерживаемых импульсов. При уменьшении амплитуды одиночного импульса влияние состава практически не проявляется.

Лучшая равномерность распределения технического углерода по объему композиции и способность сохранять ее при многократном воздействии температуры на всем диапазоне регулирования удельного сопротивления обуславливают более высокую работоспособность в циклическом режиме композиций с модифицированным техническим углеродом по сравнению с композициями традиционного состава.

Необходимо также отметить, что благодаря хорошей технологичности каучука с углеродным наполнителем возможно создать высоковольтные малоиндуктивные делители напряжения в виде цельной конструкции (стержень с концевыми и промежуточными контактными устройствами). Степень равномерности распределения падения напряжения по длине резистора зависит от его номинальных характеристик. На переменном напряжении у резисторов с сопротивлением менее 1 кОм (диаметр 30 мм, длина 600 мм) неравномерность падения напряжения по участкам одинаковой длины (за исключением начального и конечного) составила 7—10 %. На начальном и конечном участках падение напряжения превосходит среднее на 15—20 % вследствие более высокого значения сопротивления контакта системы электродрезистивный материал. У высокоомных резисторов (сопротивление выше 1 кОм) неравномерность падения напряжения по участкам достигает 25—35 %. Падение напряжения на начальном и конечном участках может быть уменьшено до среднего значения путем воздействия сжимающих усилий на электроды.

Таким образом, объемные резисторы на основе наполненного углеродом каучука по своим высоковольтным характеристикам не уступают беталовым [1], а по ряду других свойств — технологичности, стойкости к механическим нагрузкам, влагостойкости — превосходят их. Это дает основание рекомендовать такие резисторы для широкого применения в энергетике и электрофизике.

[26.6.85]

УДК 62-83:621.313.333.078

Регулятор момента асинхронного двигателя при питании от управляемого источника тока

ШИРОКОВ А. Г.

Ленинград

Создание быстродействующих преобразователей частоты (ПЧ), на основе которых были разработаны источники тока (ИТ) с формой выходного тока, близкой к синусоидальной [1], послужило предпосылкой для создания векторных способов управления асинхронным двигателем (АД). К числу последних относятся частотно-токовый [2] и система регулирования «транс-вектор» [3]. В основе этих способов управления АД лежит полностью управляемый ИТ, амплитуда, частота и фаза токов которого могут задаваться по любому закону независимо от процессов в двигателе. Использование ИТ позволяет упростить решение вопросов, связанных с созданием САР асинхронного двигателя. В статье анализируются электромагнитные процессы в системе ИТ—АД с применением метода малых приращений и на основе анализа синтезируется САР АД с ИТ.

Асинхронный двигатель рассматривается при общепринятых допущениях о пренебрежении высшими гармониками м. д. с., потерями в стали и магнитным насыщением. Кроме того, не учитывается индуктивность рассеяния ротора.

Электромагнитные процессы в АД. Допустим, что АД работает от ИТ и имеет на валу нагрузку. При этом изображающие векторы [4] токов статора, намагничивания и приведенного к статору тока ротора $\bar{I}_1(0)$, $\bar{I}_\mu(0)$ и $\bar{I}_2'(0)$ могут быть представлены в виде диаграммы рис. 1, построенной в синхронной системе координат [5]. С помощью ИТ можно дать такие приращения фазным токам статора АД, чтобы их изображающий вектор при неизменном модуле I_1 повернулся скачком на малый угол $\Delta\varphi_1$ и занял положение $\bar{I}_{1(1)}$. В силу принципа инерционности магнитного потока в роторе АД возникнет приращение тока, изображающим вектором которого, приведенным к статору, будет $\Delta\bar{I}_2'(0)$. Поскольку частота вращения и модуль изображающего

вектора тока статора до и после приложения приращения угла $\Delta\varphi_1$ сохраняются неизменными за счет регулирования ИТ, что после окончания переходного процесса в АД будут иметь место токи:

$$\left. \begin{aligned} |\bar{I}_1(0)| &= |\bar{I}_1(1)| = I_1; \\ |\bar{I}_\mu(0)| &= |\bar{I}_\mu(1)| = I_\mu; \\ |\bar{I}_2'(0)| &= |\bar{I}_2'(1)| = I_2', \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\bar{I}_1(1)$, $\bar{I}_\mu(1)$, $\bar{I}_2'(1)$, I_1 , I_μ , I_2' — изображающие векторы токов статора, намагничивания и ротора и их модули соответственно в конце переходного процесса.

При малых приращениях активная составляющая $\Delta\bar{I}_{2a}'(0)$ вектора $\Delta\bar{I}_2'(0)$, оставаясь перпендикулярной действительной оси, будет уменьшаться, принимая текущие значения:

$$\Delta\bar{I}_{2a}' = \bar{I}_2' \cos \alpha, \quad (2)$$

где $\Delta\bar{I}_2'$ — текущие значения приращения эквивалентного вектора тока ротора; α — угол между векторами $\bar{I}_1(0)$ и $\bar{I}_\mu(0)$, а изображающий вектор тока намагничивания $\bar{I}_\mu$ будет теряться из положения $\bar{I}_{\mu 0}$ в положение $\bar{I}_{\mu(1)}$

Переходный процесс в АД определяется изменениями в роторном контуре и не зависит от статорного контура, что упрощает рас-

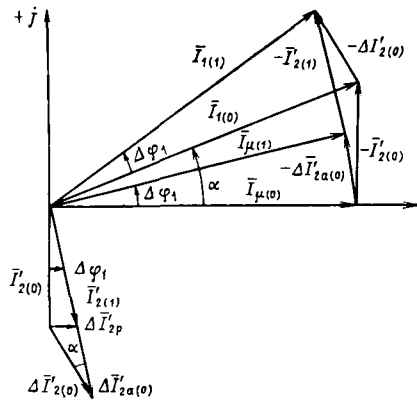


Рис. 1. Диаграмма изображающих векторов

смотрение электромагнитных процессов в АД при управлении от ИТ. Для малых приращений из рис. 1 следует:

$$\left. \begin{aligned} I_{\mu} &= |\vec{I}_{\mu}| = \text{const}; \\ \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_{\mu} &= \Delta\varphi = \text{tg } \Delta\varphi = -\Delta I'_{2a}/I_{\mu} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\Delta\varphi_{\mu}$ — угол между вектором $\vec{I}_{\mu}$ и действительной осью; $\Delta\varphi$ — угол между векторами $\vec{I}_{\mu(1)}$ и $\vec{I}_{\mu}$; $\Delta I'_{2a}$ — модуль вектора $\Delta \vec{I}'_{2a}$.

Приращению тока в роторе соответствует приращение электромагнитного момента двигателя:

$$\Delta M = j k_m \Delta \vec{I}'_{2a} \times \vec{I}_{\mu}, \quad (4)$$

где k_m — коэффициент пропорциональности.

При малых приращениях ΔM определяется взаимодействием перпендикулярных друг другу векторов $\vec{I}_{\mu}$ и $\Delta \vec{I}'_{2a}$, откуда;

$$\Delta M = j k_m \Delta I'_{2a} I_{\mu}. \quad (5)$$

Реактивная составляющая $\Delta \vec{I}'_{2p}$ приращения $\Delta \vec{I}'_2$ при взаимодействии с вектором $\vec{I}_{\mu}$ вызывает радиальную к ротору силу, которая момента не создает и уменьшается при повороте вектора $\vec{I}_{\mu}$. С учетом (3) изображающий вектор $\vec{I}_{\mu}$ можно представить в виде:

$$\vec{I}_{\mu} = I_{\mu} e^{j\Delta\varphi_{\mu}}. \quad (6)$$

Изменениям тока $\vec{I}_{\mu}$ для случая бесконечного момента инерции (J) соответствует приращение изображающего вектора э. д. с.:

$$\Delta \bar{E}_{\infty} = -L_{\mu} d\vec{I}_{\mu}/dt = -j L_{\mu} I_{\mu} e^{j\Delta\varphi_{\mu}} d\Delta\varphi_{\mu}/dt. \quad (7)$$

При пренебрежении потоками рассеяния ротора и для случая малых приращений ($e^{j\Delta\varphi_{\mu}} \rightarrow 0$)

$$\Delta \bar{E}_{\infty} = -j L_{\mu} I_{\mu} d\Delta\varphi_{\mu}/dt = -j \Delta I'_{2a} r'_2. \quad (8)$$

При конечном моменте инерции в цепи ротора АД возникает добавочная э. д. с., вызванная дополнительным перемещением проводников ротора относительно магнитного потока. Согласно [5] в осях, синхронных с вектором $\vec{I}_{\mu(0)}$;

$$\vec{I}_{\mu J} = I_{\mu} e^{j(\Delta\varphi_{\mu} - \Delta\varphi_2)}, \quad (9)$$

где $\Delta\varphi_2$ — приращение угла поворота ротора относительно действительной оси.

Приращение изображающего вектора э. д. с. при конечном моменте инерции и с учетом малости приращений можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{E}_J &= -L_{\mu} d\vec{I}_{\mu J}/dt = -j L_{\mu} I_{\mu} (\Delta\omega_{\mu} - \Delta\omega_2) = \\ &= \Delta \bar{E}_{\infty} - \Delta \bar{E}_{вр}. \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Delta\omega_{\mu} = d\Delta\varphi_{\mu}/dt$, $\Delta\omega_2 = d\Delta\varphi_2/dt$ — приращения угловых частот вращения вектора $\vec{I}_{\mu}$ и ротора соответственно; $\Delta \bar{E}_{\infty}$ — приращение изображающего вектора э. д. с. при $J = \infty$; $\Delta \bar{E}_{вр}$ — приращение изображающего вектора э. д. с. вращения.

На основании (3), (5), (8), (10), а также формулы;

$$\Delta M = J d\omega_2/dt \quad (11)$$

на рис. 2 построена структурная схема АД для малых приращений угла $\Delta\varphi_1$. Структурная схема рис. 2 после переноса второго узла суммирования на первый узел суммирования приобретает вид рис. 3. На рис. 3 угол $\Delta\theta$ соответствует приращению угла между вектором $\vec{I}_{\mu(1)}$ и осью ротора. Передаточная функция замкнутой системы, изображенной на рис. 3, является передаточной функцией колебательного звена:

$$W_3(p) = \Delta\varphi_2/\Delta\varphi_1 = 1/(p^2 T_0^2 + 2\xi p T_0 + 1), \quad (12)$$

где $T_0 = \sqrt{J}/(I_{\mu} \sqrt{k_m})$ — постоянная времени;

$\xi = \sqrt{J}/(2 I_{\mu} T_2 \sqrt{k_m})$ — коэффициент затухания; $T_2 = L_{\mu}/r'_2$ — постоянная роторного контура.

Синтез структурной схемы САР. Из рассмотрения электромагнитных процессов в АД и структурной схемы рис. 3 следует, что для управления моментом АД необходимо разомкнуть контуры отрицательной обратной связи по углам $\Delta\varphi$ и $\Delta\varphi_2$, а также ввести последовательное интегрирующее звено. Поскольку амплитуда вектора $\vec{I}_{\mu}$ принималась постоянной, то $I_{\mu} = I_{\mu} \cos\alpha$. Приращение момента при этом будет зависеть от нагрузки;

$$\Delta M = j k_m I_{\mu} \cos\alpha \Delta I'_{2a} \equiv \cos\alpha \Delta I'_{2a} \equiv \cos\alpha \Delta I'_{2a0}.$$

Реактивная составляющая $\Delta \vec{I}'_{2p}$ в контуры $\Delta\varphi$ и $\Delta\varphi_2$ не входит и будет спадать, как и прежде, создавая вредную радиальную силу в двигателе. Поэтому угол $\Delta\varphi_1$ надо задавать так, чтобы вектор $\vec{I}_{\mu}$ не только повернулся на угол $\Delta\varphi_1$, но и увеличился по значению, чтобы приращение $\Delta \vec{I}'_2 = \Delta \vec{I}'_{2a}$ и было перпендикулярным вектору $\vec{I}_{\mu}$. Тогда амплитуда I_{μ} эквивалентного вектора $\vec{I}_{\mu}$ не зависит от нагрузки и приращение момента

$$\Delta M = j k_m I_{\mu} \Delta I'_2 \equiv \Delta I'_2.$$

При этом приращение угла $\Delta\varphi_1$ надо заменить на приращение

$$\Delta\varphi_3 = \Delta I'_2/I_{\mu},$$

где $\Delta I'_2$ — модуль вектора $\Delta \vec{I}'_2$, перпендикулярного вектору $\vec{I}_{\mu}$.

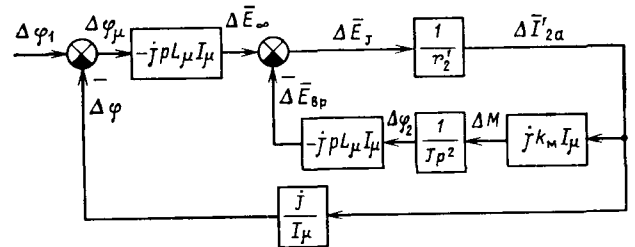


Рис. 2. Структурная схема электродвигателя

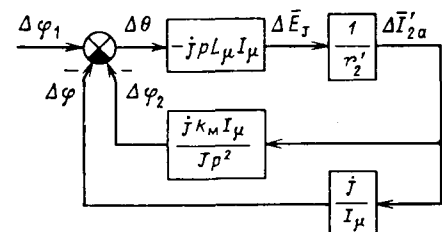


Рис. 3. Структурная схема АД после переноса второго узла суммирования

Именно такие операции осуществляются в векторных системах [2 и 3], где вводится положительная обратная связь по углам: $\Delta\varphi_1$ — в САР «трансвектор»; $\Delta\varphi_2$ — при частотно-токовом способе. При необходимости на основе структурных схем рис. 2 и 3 могут быть синтезированы оба указанных варианта САР моментом АД. Однако эти САР отличаются значительной сложностью при их реализации из-за необходимости производить операции умножения и деления над синусоидально изменяющимися сигналами. Избежать этого можно следующим образом. Свернем внешний контур структурной схемы рис. 3. Из полученной новой структурной схемы, представленной на рис. 4, следует, что для управления моментом и получения соответствующей этому управлению передаточной функции

$$W_M(p) = \Delta M(p) / \Delta \varphi_3(p) = k_1, \quad (13)$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности, необходимо выполнить два условия: скомпенсировать контур угла поворота ротора $\Delta\varphi_2$; звено с передаточной функцией

$$W_I(p) = -j I_M p T_2 / (1 + p T_2) \quad (14)$$

преобразовать в звено с передаточной функцией:

$$W_{I_3}(p) = -j I_M. \quad (15)$$

Условие (15) выполняется при наличии замыкания звена с передаточной функцией (14) положительной обратной связью с передаточной функцией

$$W_{I_0}(p) = j / p T_2 I_M. \quad (16)$$

Для компенсации контура угла поворота ротора нужно к отрицательной обратной связи по углу поворота ротора добавить положительную обратную связь по углу поворота ротора того же значения. На рис. 5 изображена структурная схема САР моментом АД, построенная с указанными выше двумя положительными обратными связями. В структурной схеме рис. 5 две положительные обратные связи можно заменить одной положительной обратной связью по интегралу от модуля э. д. с. $|\bar{E}_\omega| = |\bar{E}_J + \bar{E}_{вр}|$ с постоянной интегрирования $I_M L_M$. В реальных САР всегда имеется операция интегрирования, так как происходит преобразование временных гармоник фазных токов АД определенной частоты в пространственную гармонику м. д. с. с соответствующим углом поворота. При этом для регулирования момента необходимо частоту фазных токов статора АД изменять пропорционально модулю э. д. с. двигателя.

Представленные структурные схемы и САР электродвигателем прошли экспериментальную проверку на промышленном образце электропривода, созданного в ЛПЭО «Электросила». Его структурная схема показана на рис. 6. Быстродействующий ПЧ по схеме АИН с ШИН, охваченный жесткой отрицательной обратной связью по фазным токам статора с датчиков тока ДТ1, ДТ2, ДТ3 на сумматоры $\Sigma 1$, $\Sigma 2$, $\Sigma 3$, является ИТ. Первые гармоники токов i_1 , i_2 , i_3 на выходе ИТ в любой момент времени пропорциональны входным задающим синусоидальным напряжениям u_{31} , u_{32} , u_{33} , представляющим симметричную синусоидальную трехфазную систему, которая формируется задатчиком фазного тока ЗТ. Частота и амплитуда задающих напряжений пропорциональны соответственно управляющим напряжениям постоянного тока U_f и U_a на входе ЗТ. Напряжение U_f пропорционально модулю э. д. с. АД и формируется на выходе датчика модуля э. д. с. ДЭ. Поскольку поток двигателя

$$\Phi = E / (k_E \omega_1) = k U_f / (k_E \omega_1),$$

где k — коэффициент, то задается поток АД:

$$\Phi \equiv \bar{k},$$

который при $k = \text{const}$ постоянен.

Задавая

$$U_a = \sqrt{U_{3a}^2 + U_{3a}^2},$$

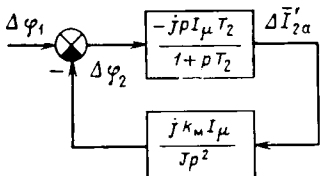


Рис. 4. Преобразованная структурная схема АД

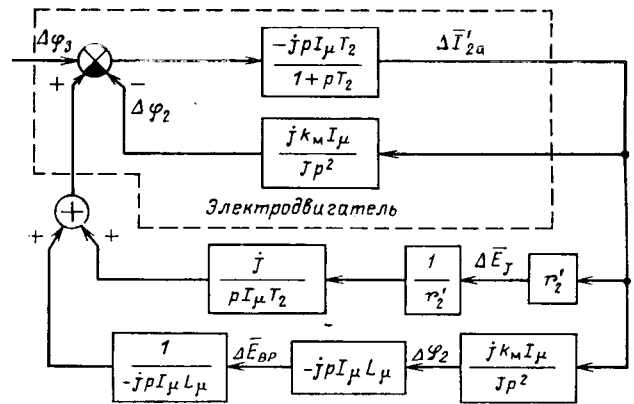


Рис. 5. Структурная схема САР моментом АД

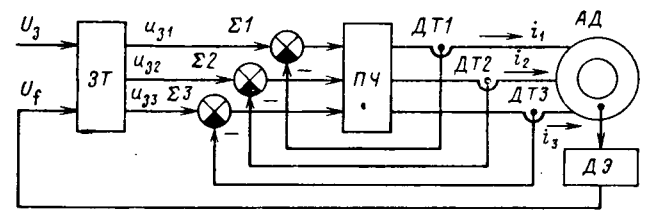


Рис. 6. Структурная схема электропривода

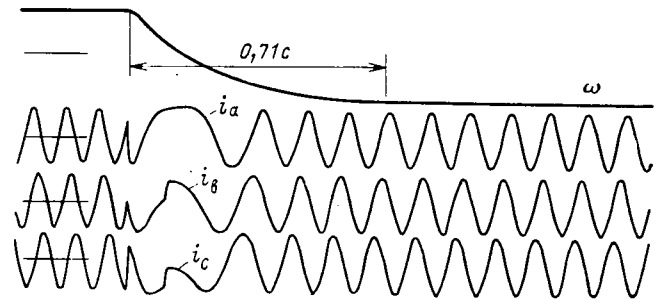


Рис. 7. Осциллограмма реверса электродвигателя

где U_{3a} , U_{3a} — управляющие напряжения постоянного тока, пропорциональные соответственно потоку по (17) и требуемому активному току, получаем управление электромагнитным моментом АД: $M \equiv U_{3a}$.

На рис. 7 представлена осциллограмма реверса электродвигателя с номинального момента «вперед» на номинальный момент «назад» при $\Phi = \Phi_n$ и $I_1 = I_{1n}$. Нагрузка АД имеет линейный характер $M_c \equiv \omega$. Расчетное время реверса 0,6 с.

Вывод. Новая векторная САР моментом асинхронного двигателя отличается от известных векторных САР простой схемой, использующей положительную обратную связь по модулю э. д. с. АД. Методика анализа и синтеза, а также структурная схема АД могут быть использованы при создании электроприводов с АД с векторным управлением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сандлер А. С., Гусицкий Ю. М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1968.
2. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. — М.: Энергия, 1974.
3. Блашке Ф. Принцип ориентации поля, основные положения для трансвектор-регулирования асинхронных машин. — Сименс, 1971, № 45.
4. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. — Кишинев: Штиинца, 1982.
5. Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока. — М.: Энергоиздат, 1982.

[18.10.85]

Нагрев электрической машины при циклической нагрузке

МИХАЙЛОВ Л. А.

Челябинск

Широко применяемое традиционное правило выбора двигателя по эквивалентной, равной среднеквадратичной, мощности переменной нагрузки циклического режима рассматривает [1] электрическую машину как однородное тело, игнорирует зависимость потерь от температуры частей машины, допускает линейную зависимость старения изоляции от ее температуры, оперируя категорией средних потерь за цикл.

В связи с тем, что машина представляет собой систему дискретных тел с различной тепловой инерционностью и интенсивностью генерации тепла, потери в ответственных частях машины увеличиваются с ростом температуры, а старение изоляции находится в экспоненциальной зависимости от температуры [2], фактический срок службы изоляции двигателя, выбранного по указанному методу, будет меньше срока службы в номинальном режиме.

Настоящая статья имеет целью рассмотреть последствия такого выбора.

Исследуемая машина моделируется как система дискретных тел с сосредоточенными в соответствии с установившейся практикой тепловыми параметрами.

Вентилируемую машину можно рассматривать как линейную систему, т. е. как систему, в которой теплообмен между частями системы и теплоотдача окружающей среде происходят по линейному закону. Процесс нагрева такой системы может быть моделирован системой дифференциальных уравнений:

$$\tau_i + a_{ii}\tau_i - \sum_{j=1, j \neq i}^n a_{ij}\tau_j = b_i, \quad i = \overline{1, n} \quad (1)$$

при

$$\left. \begin{aligned} a_{ii} &= \frac{\sum_{j=1}^n \lambda_{ij} - \Delta P_{ni} \alpha_i}{c_i}; \\ a_{ij} &= \frac{\lambda_{ij}}{c_i}; \quad b_i = \frac{\Delta P_{ni}}{c_i}, \end{aligned} \right\} \quad (1a)$$

где λ_{ij} — проводимость тепла от i -го тела к j -му, в том числе λ_{ii} — проводимость тепла от i -го тела к окружающей среде; в общем случае $\lambda_{ij} \neq \lambda_{ji}$; c_i — теплоемкость i -го тела; α_i — температурный коэффициент изменения потерь в i -м теле; ΔP_{ni} — начальная мощность потерь в i -м теле; τ_i, τ_j — превышения температуры тел над температурой окружающей среды.

Как следует из формул, величины a_{ii}, a_{ij}, b_i представляют собой значения приведенных к единице теплоемкости тел удельных проводимостей и мощностей потерь.

Решение уравнений (1) удобно проводить с помощью прямых интегральных преобразований Лапласа [3] и метода Крамера для решения алгебраизированной системы.

При постоянных b_i прямое интегральное преобразование уравнений (1) дает алгебраизованную систему:

$$(a_{ii} + p)\tau_i(p) - \sum_{j=1, j \neq i}^n a_{ij}\tau_j(p) = \frac{b_i}{p} + \tau_i(0), \quad i = \overline{1, n}. \quad (2)$$

Решая (2) методом Крамера с разложением дополнительного определителя по элементам правой части уравнений и подвергая полученное решение обратному интегральному преобразованию, получаем:

$$\begin{aligned} \tau_i(t) &= - \sum_{j=1}^n b_j \sum_{k=1}^n \frac{A_{ji}(p_k)}{p_k D'(p_k)} (1 - e^{p_k t}) + \\ &+ \sum_{j=1}^n b_j \sum_{k=1}^n \frac{A_{ji}(p_k)}{D'(p_k)} e^{p_k t}, \quad i = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (3)$$

где n — число тел в дискретной системе (в машине); $b_j, \tau_j(0)$ — приведенные мощности потерь в телах и их начальные превышения температур; $A_{ji}(p_k)$ — алгебраические дополнения элементов a_{ji} определителя $D(p_k) = |A + p_k E|$, замещаемых в дополнительном определителе элементами правой части уравнений (2); p_k — корень характеристического уравнения $D = |A + p_k E| = 0$, где E — единичная матрица; A — матрица приведенных прово-

димостей тепла:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & -a_{12} & \dots & -a_{1n} \\ -a_{21} & a_{22} & \dots & -a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_{n1} & -a_{n2} & \dots & -a_{nn} \end{bmatrix}.$$

Для системы дискретных тел с конечным значением температур нагрева значение p_k отрицательно.

Таким образом, переход генерируемой в телах энергии из одной емкости в другую по каналам конечной проводимости формирует процесс с числом постоянных времени, равном числу емкостей, т. е. тел. Постоянная времени каждой экспоненты определяется соответствующим собственным значением матрицы приведенных параметров теплообмена как обратная его величина.

Из решения (3) видно, что в формировании каждой экспоненты участвуют все источники тепла (процесс нагрева) и начальные температуры всех тел (процесс охлаждения от начальной температуры). Доля их в значении преэкспонентной постоянной определяется значением собственного алгебраического дополнения.

Рассматривая циклический перемежающийся режим как ряд последовательных периодов с постоянными нагрузками, можно решение (3) применять к каждому периоду. При этом начальные значения температур каждого рассматриваемого периода будут равны конечным значениям температур предыдущего периода.

Для циклов с заданной продолжительностью периодов некоторые элементы формулы (3) становятся инвариантами. С учетом этого температуру в конце m -го периода можно представить в виде:

$$\tau_{im} = \Delta \tau_{im} + \sum_{j=1}^n \tau_j(m-1) s_{ijm}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta \tau_{im} &= - \sum_{j=1}^n b_j \sum_{k=1}^n \frac{A_{ji}(p_k)}{p_k D'(p_k)} (1 - e^{p_k t_m}) = \text{const}; \\ s_{ijm} &= \sum_{j=1}^n \frac{A_{ij}(p_k)}{D'(p_k)} e^{p_k t_m} = \text{const}. \end{aligned}$$

В матричной форме выражение (4) примет вид:

$$T_m = \Delta T_m + S_m T_{m-1}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} T_m &= \begin{bmatrix} \tau_{1m} \\ \tau_{2m} \\ \dots \\ \tau_{nm} \end{bmatrix}; \quad \Delta T_m = \begin{bmatrix} \Delta \tau_{1m} \\ \Delta \tau_{2m} \\ \dots \\ \Delta \tau_{nm} \end{bmatrix}; \\ S_m &= \begin{bmatrix} s_{11m} & s_{12m} & \dots & s_{1nm} \\ s_{21m} & s_{22m} & \dots & s_{2nm} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{n1m} & s_{n2m} & \dots & s_{nnm} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Здесь S_m является матрицей ослабления влияния начальных температур к концу периода. Она меняется в зависимости от нагрузки периода, поскольку с изменением нагрузки меняются некоторые диагональные элементы матрицы A в силу (1a), что приводит к изменению ряда алгебраических дополнений.

Применяя рекуррентную зависимость (5) к ряду последовательных периодов цикла, переходя от цикла к циклу, получаем в матричной форме выражение для значений температур тел в конце x -го периода цикла в установившемся тепловом режиме:

$$\begin{aligned} T_x(\infty) &= [E - U_x]^{-1} \Delta T_x + Y_{x+1} [E - U_{x+1}]^{-1} \Delta T_{x+1} + \\ &+ Y_{x+2} [E - U_{x+2}]^{-1} \Delta T_{x+2} + \dots + Y_{x-1} [E - U_{x-1}]^{-1} \Delta T_{x-1}. \end{aligned} \quad (6)$$

Выражения типа $[E - U_x]^{-1}$ представляют собой предел суммы сходящегося степенного ряда матриц [4], т. е.

$$[E - U]^{-1} = \lim_{n \rightarrow \infty} [E + U + U^2 + \dots + U^n].$$

Матрица $U_x = S_x S_{x-1} S_{x-2} \dots S_{x+1}$ является произведением k матриц ослабления влияния начальных температур — по числу периодов k в цикле. Появление индексов $x-1$ после нарастающего ряда x в (6) и $x+1$ после снижения ряда в выражении для U_x отражает кольцевую замкнутость периодов цикла.

Матрицы U_{x+1} , U_{x+2} и т. д. являются также произведением k матриц, образованных циклической кольцевой перестановкой их на один шаг назад каждый раз. Таким образом, если $U_x = S_x S_{x-1} \dots S_{x+1}$, то $U_{x+1} = S_{x+1} S_x \dots S_{x+2}$.

Матрицы Y_{x+1} , Y_{x+2} и т. д. представляют собой произведения матриц множителей матрицы U_x с последовательным удалением одного сомножителя справа каждый раз при переходе от U_x к Y_{x+1} , Y_{x+2} и т. д.

В связи с этим в последнем слагаемом выражения (6) остается один сомножитель в матрице Y , т. е. $Y_{x-1} = S_x$. Так, при трехпериодном цикле имеем:

$$U_1 = S_1 S_3 S_2; U_2 = S_2 S_1 S_3; U_3 = S_3 S_2 S_1$$

и

$$T_1(\infty) = [E - U_1]^{-1} \Delta T_1 + S_1 S_3 [E - U_2]^{-1} \Delta T_2 + S_1 [E - U_3]^{-1} \Delta T_3;$$

$$T_2(\infty) = [E - U_2]^{-1} \Delta T_2 + S_2 S_1 [E - U_3]^{-1} \Delta T_3 + S_2 [E - U_1]^{-1} \Delta T_1;$$

$$T_3(\infty) = [E - U_3]^{-1} \Delta T_3 + S_3 S_2 [E - U_1]^{-1} \Delta T_1 + S_3 [E - U_2]^{-1} \Delta T_2.$$

В установившемся периодическом режиме температуры тел в пределах отдельных периодов цикла определяются уравнением (3) с учетом начальных температур периода, соответствующих температурам конца предыдущего периода согласно формуле (6).

Изложенное выше раскрывает физическую картину процессов нагрева, каналы теплообмена и характер влияния нагрева одних тел на нагрев других, дает возможность рассчитать переходные процессы нагрева электрических машин, определить диапазон изменения температур отдельных частей машины в периодическом установившемся режиме циклической нагрузки.

Разумеется, при наличии данных по параметрам теплообмена конечные результаты можно получить прямым интегрированием системы уравнений (1) для различных режимов, в том числе циклических, но в этом случае физическая сущность процессов остается нераскрытой. При большей разнице потерь отдельных периодов колебание температуры тела может происходить в значительных пределах. В этом случае для оценки срока службы изоляции нужно пользоваться эквивалентной температурой цикла.

Значение абсолютной эквивалентной температуры цикла [5]

$$\vartheta_{\text{экв}} = \frac{B}{\ln \frac{1}{T} \int_0^T e^{-B/\vartheta(t)} dt}, \quad (7)$$

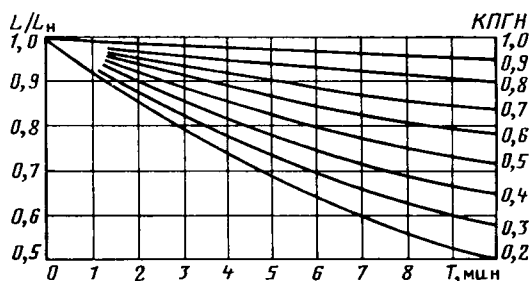


Рис. 1

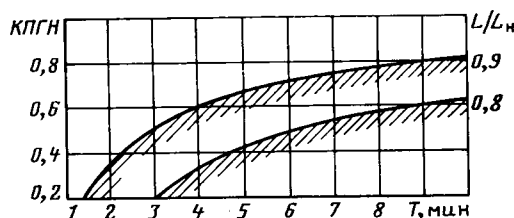


Рис. 2

где $\vartheta(t)$ — абсолютная температура тела как функция времени; B — постоянная, зависящая от класса изоляции [6], для класса А она равняется 9500.

Помножив и разделив интеграл в (7) на $\exp(B/\vartheta_n)$ и выполнив соответствующие преобразования, получим формулу для определения относительного срока службы изоляции при данном температурном режиме с соответствующей ему эквивалентной абсолютной температурой:

$$\frac{L}{L_n} = \frac{1}{\frac{1}{T} \int_0^T e^{B(\frac{1}{\vartheta_n} - \frac{1}{\vartheta(t)})} dt}. \quad (8)$$

Справедливость рассмотренных в данной работе положений подтверждена на примере анализа процессов нагрева асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа А-62-2 мощностью 20 кВт.

Двигатель моделировался как система трех тел: обмотка статора, сталь магнитопровода статора, ротор в целом. Параметры теплообмена между указанными частями двигателя получены по методам, приведенным в [7], и откорректированы по результатам тепловых испытаний в продолжительном и циклическом режимах.

Исследование влияния параметров циклической нагрузки (частоты циклов, неравномерности нагрузки цикла) на ожидаемую степень термического старения изоляции и соответственно на срок ее службы проводилось математическим моделированием при двухступенчатом цикле. Нагрузка первого периода менялась в зависимости от относительной продолжительности его, нагрузка второго периода оставалась постоянной и равной 0,2 P_n двигателя. Нагрузка первого периода выбиралась так, чтобы среднеквадратичная мощность цикла оставалась равной номинальной мощности двигателя при всех изменениях относительной продолжительности периодов.

В качестве температуры, определяющей срок службы двигателя, принималась температура изоляции статорной обмотки.

Результаты моделирования приведены ниже, где указаны: продолжительность цикла T ; относительная продолжительность периода максимальной нагрузки ОПМН; диапазон изменения температур $\Delta\vartheta$; относительная продолжительность срока службы изоляции L/L_n , определяемая термическим старением. Наряду с данными относительной продолжительности периодов автор считает целесообразным ввести другой критерий — коэффициент полноты графика нагрузки КПГН, понимаемый как отношение площади графика нагрузки к площади огибающего его график прямоугольника. По мнению автора, этот критерий более полно характеризует режим нагрузки с точки зрения влияния его на колебания температур

T , мин	ОПМН	КПГН	$\Delta\vartheta$, °С	L/L_n
5	0,2	0,27	21	0,73
	0,4	0,48	16	0,82
	0,6	0,66	10	0,88
	0,8	0,84	5	0,99
8	0,25	0,33	23	0,64
	0,375	0,45	26	0,74
	0,625	0,65	14	0,83
	0,75	0,79	10	0,89
10	0,1	0,16	45	0,50
	0,2	0,27	43	0,56
	0,5	0,57	25	0,76
	0,7	0,75	14	0,87

На рис. 1 приведены графики относительного срока службы изоляции (класса А) двигателя на основании результатов моделирования. Они показывают, что срок службы изоляции рассматриваемого двигателя в циклическом режиме, среднеквадратичная мощность которого равна мощности двигателя, уменьшается с увеличением длительности цикла и степени неравномерности нагрузки (уменьшение КПГН). Это вызвано ростом потерь при нагреве и экспоненциальной зависимостью старения изоляции от температуры нагрева.

Приведенные данные являются частными для одного двигателя, но они дают качественную характеристику процессов и могут быть в этом смысле распространены на все вентилируемые машины.

Несмотря на то, что традиционный метод средних потерь (метод эквивалентной мощности) не учитывает сокращения срока службы двигателя за счет влияния экспоненциальной зависимости старения изоляции от температуры и увеличения потерь с ее ростом, он в силу своей простоты может претендовать на существование и применение. В этом смысле, видимо, следует ставить вопрос о пределах применимости метода. Это связано с решением вопроса о принимаемом и практически допустимом сокращении срока службы двигателей при расчетах.

В соответствии с данными рис. 1 на рис. 2 приведены графики границы применимости метода при допуске сокращения срока службы изоляции рассматриваемого двигателя на 10 и 20 %. Кривые определяют допустимые длительности циклов при различных степенях неравномерности нагрузок, выраженных через коэффициент полноты графика нагрузок и при оговоренной стандарт температуре окружающей среды.

УДК 612.014.424.001.57

Характеристики звеньев структурной модели электропоражения при напряжении выше 1000 В

ЩУЦКИЙ В. И., доктор техн. наук, СИТЧИХИН Ю. В., инж., СИДОРОВ А. И., инж.

В системах электроснабжения предприятий используется отдельно или в сочетании друг с другом ряд технических средств обеспечения электробезопасности. Структурная схема взаимосвязи событий (X_i), приводящих к поражению электрическим током в сетях напряжением выше 1000 В, показана на рис. 1. В основу схемы положена модель электропоражения для сетей с изолированной нейтралью [1, 4].

Отнесем к начальным опасным событиям модели те, которые тождественны своим структурным звеньям ($i = X_i$): X_1 — прикосновение к токоведущим частям; X_2 — приближение к корпусу электроустановки; X_3 — прикосновение к корпусу; X_5 — однофазное замыкание на землю (ОЗЗ); X_6 — двойное замыкание на землю (ДЗЗ) в различных точках сети.

Группа технических средств электробезопасности образована звеньями $i = 4, 7, \dots, 13$, заключающими в себе следующие события: X_4 — недостаточно высокий уровень сопротивления изоляции фаз сети; X_7, X_8 — отказы 1-й и 2-й ступеней защиты от ОЗЗ; X_9, X_{10} — отказы максимальной токовой защиты и блока защиты от ДЗЗ; X_{11}, X_{12} — отказы заземляющего устройства и устройства контроля параметров заземления; X_{13} — отказ или отсутствие устройства компенсации токов ОЗЗ.

Используя логико-вероятностный метод [2], запишем условие возникновения электропоражения F в рассматриваемой сложносвязанной схеме в дизъюнктивной нормальной форме:

$$F(X_1, \dots, X_{13}) = \begin{vmatrix} X_1 X_4 X_{13} \\ X_3 X_5 X_7 X_{11} X_{13} \\ X_3 X_5 X_7 X_{12} X_{13} \\ X_3 X_5 X_8 X_{11} X_{13} \\ X_3 X_5 X_8 X_{12} X_{13} \\ X_3 X_6 X_9 \\ X_3 X_6 X_{10} X_{11} \\ X_3 X_6 X_{10} X_{12} \\ X_2 X_6 X_9 \\ X_2 X_6 X_{10} X_{11} \\ X_2 X_6 X_{10} X_{12} \end{vmatrix},$$

где конъюнкции каждой строки обозначим соответственно

$$\begin{vmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \\ K_7 \\ K_8 \\ K_9 \\ K_{10} \\ K_{11} \end{vmatrix}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. — М.: Энергоиздат, 1981.
2. Ермолин Н. П., Жерихин И. П. Надежность электрических машин — М.: Энергия, 1976.
3. Конторович М. И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. — М.: ГИТТЛ, 1953.
4. Фаддеев Д. К., Фаддеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры. — М.: ГИФМЛ, 1960.
5. Ильинский Н. Ф., Ипатенко В. Н. Тепловые модели электродвигателей в ненормальных циклических режимах. — Электричество, 1984, № 7.
6. Мантров М. И. Расчет изоляции электрических машин. МЭИ, 1964.
7. Борисенко А. И., Данько В. Г., Яковлев А. И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. — М.: Энергия, 1974.

[25.10.85]

Приведем уравнение к ортогональной дизъюнктивной нормальной форме (ОДНФ):

$$F(X_1, \dots, X_{13}) = \begin{vmatrix} K_1 \\ \bar{K}_1 \bar{K}_2 \\ \bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 \\ \bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 \bar{K}_4 \\ \dots \\ \bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 \bar{K}_4 \bar{K}_5 \bar{K}_6 \bar{K}_7 \bar{K}_8 \bar{K}_9 K_{10} \\ \bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 \bar{K}_4 \bar{K}_5 \bar{K}_6 \bar{K}_7 \bar{K}_8 \bar{K}_9 \bar{K}_{10} K_{11} \end{vmatrix},$$

где $\bar{K}_j$ — отрицание j -й элементарной конъюнкции.

В окончательном виде уравнение, описывающее ситуацию F , представим логической матрицей в ОДНФ:

$$F(X_1, \dots, X_{13}) = \begin{vmatrix} X_1 X_4 X_{13} \\ \bar{X}_1 X_3 X_5 X_7 X_{11} X_{13} \\ X_1 X_3 \bar{X}_4 X_5 X_7 X_{11} X_{13} \\ \dots \\ X_1 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 X_6 \bar{X}_9 X_{10} X_{11} X_{12} X_{13} \end{vmatrix},$$

содержащей 13 столбцов и 99 строк.

Необходимые показатели структурной схемы определим, заменяя аргументы X_i (или отрицания $\bar{X}_i$) их вероятностями Q_i (или $\bar{Q}_i$) и применяя теорему сложения вероятностей несовместных событий. Для начальных событий $X_1 \dots X_6$ использованы их вероятностные характеристики, имеющиеся в [1, 4], и результаты собственных исследований.

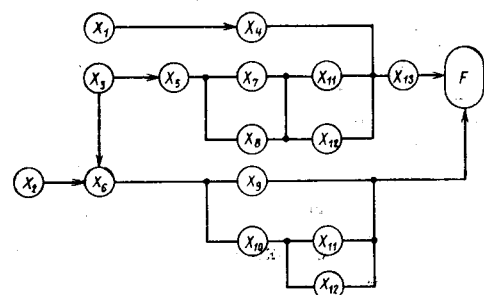


Рис. 1

Показатели функционирования средств обеспечения электробезопасности

Показатели		Звенья структурной схемы							
		4	7	8	9	10	11	12	13
Вероятность отказа		1	0,037	$3,74 \cdot 10^{-3}$	$3,74 \cdot 10^{-3}$	$7,47 \cdot 10^{-3}$	0,205	0,05	0,01
Исходная структур- ная схема	Весомость Коэффициент эффек- тивности	0,8413	0,9936	0,9878	0,8081	0,8901	0,9375	0,9263	0,7141
		0	0,9627	0,9942	0,9957	0,9923	0,7949	0,9499	0,6129
Однофазное замыка- ние на землю	Коэффициент эффек- тивности	0	0,9695	0,9951	0,9957	0,9923	0,7948	0,9498	0,6078
Двойное замыкание на землю	Коэффициент эффек- тивности	0	0,9628	0,9963	0,002	0,7513	0,791	0,9443	0,6149

В таблице приведены максимальные значения вероятностей отказа элементов группы технических средств, найденные экспериментально или вычисленные по данным [3, 4] для временного интервала, равного 1000 ч. Предполагается, что устройство компенсации емкостных токов ОЗЗ ($i=13$) оборудовано системой автоматического регулирования.

Вероятность поражения электрическим током в сетях напряжением выше 1000 В в рассматриваемой структурной схеме равна

$$Q_F = \sum_{i=1}^{99} \left(\prod Q_i \right) = 3,815 \cdot 10^{-3}.$$

Безопасная весомость i -го элемента определяется по выражению

$$G_i^0 = 1 - \sum_{l_i} 2^{-K_l} + \sum_{m_i} 2^{-K_f},$$

где l_i — обозначение и количество строк уравнения в ОДНФ, содержащих утверждение X_i ; m_i — то же, но содержащих отрицание $\bar{X}_i$, причем $l_i + m_i = 99$; K_f — количество знаков конъюнкций в f -й строке.

Определение этого показателя не требует использования вероятностных параметров элементов структурной модели.

Для группы начальных событий значения безопасностной весомости G_i^0 находятся в пределах от 0,5884 до 0,934. Значения весомости технических средств электробезопасности приведены в таблице. Наибольшее значение весомости — у устройства 1-й и 2-й ступеней защиты от ОЗЗ ($i=7,8$), причем незначительное их отличие свидетельствует о структурной адекватности указанных элементов. В целом можно сделать вывод, что сеть технических средств электробезопасности более развита, чем совокупность начальных опасных событий.

Коэффициент опасностной значимости элементов определяется по выражению

$$Z_i = \partial Q_F / \partial Q_i = \sum_{l_i} \left(\prod Q_i \right) - \sum_{m_i} \left(\prod Q_i \right).$$

Распределения коэффициентов опасностной значимости элементов для исходной схемы электропоражения представлены на рис. 2 ломаной линией 1.

Для группы начальных событий коэффициент опасностной значимости принимает в основном значения, равные или близкие 1, 0, т. е. степень их влияния на летальное событие F весьма велика. Коэффициент значимости элементов группы технических средств значительно меньше. Только для уровня сопротивления изоляции фаз сети $Z_4=1$. Достаточно эффективно скажется на электробезопасности совершенствование устройств компенсации токов ОЗЗ ($Z_{13}=0,38$).

На рис. 2 показаны также изменения коэффициента опасностной значимости при наложении на модель электропоражения одного из следующих условий:

ОЗЗ, $X_5=1$ (ломаная 2);

ДЗЗ, $X_6=1$ (ломаная 3).

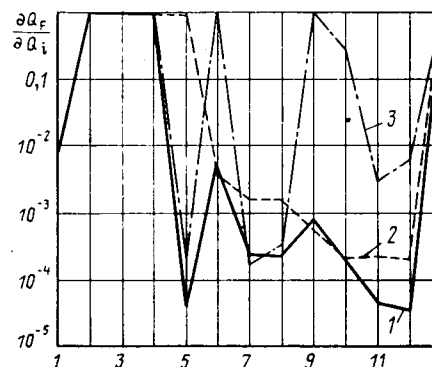


Рис. 2

В первом случае существенно (на порядок) увеличиваются коэффициенты значимости защиты от ОЗЗ (1-й ступени), заземляющего устройства и контроля параметров заземления. При ДЗЗ существенное значение имеют отказы максимальной токовой защиты ($Z_9=0,998$) и блока защиты от ДЗЗ ($Z_{10}=0,243$).

Обобщающий показатель — коэффициент опасности — определяется по формуле [5]:

$$O_i = Q_i (\partial Q_F / \partial Q_i).$$

В трех анализируемых структурных ситуациях коэффициенты опасности для начальных событий X_6 , X_5 , X_1 соответственно равны $4,9 \cdot 10^{-6}$; $1,02 \cdot 10^{-5}$; $3,8 \cdot 10^{-3}$ (максимальные значения), а для событий X_2 , X_3 доходят до единицы.

Технические средства обеспечения электробезопасности правильно характеризовать безопасностным показателем — коэффициентом эффективности:

$$E_i = P_i (1 - \partial Q_F / \partial Q_i),$$

где P_i — вероятность безотказной работы i -го технического средства.

Значения данного коэффициента указаны в таблице, из которой следует, что весьма низкую электрозащитную эффективность имеют: при ОЗЗ — система компенсации емкостных токов, а при ДЗЗ — максимальная токовая защита в обычном ее исполнении. Достаточно высокой эффективностью обладают устройства защиты от ОЗЗ, а также заземляющие устройства и средства их контроля ($E_{12}=0,9443-0,95$).

Выводы. 1. Наличие в структурной схеме опасных событий и средств обеспечения электробезопасности выдвигает требование использования в качестве структурных характеристик комбинации опасных и безопасностных показателей.

2. Расчеты структурных показателей элементов схемы показывают достаточную точность и чувствительность логико-вероятностного метода исследования модели электропоражения и возможность однозначной интерпретации полученных результатов.

3. События, относящиеся к группе средств обеспечения электробезопасности, имеют более высокий уровень безопасности. Полученные значения весомости и коэффициента эффективности показывают, что в рассматриваемой модели защите от однофазных замыканий на землю отводится роль наиболее действенного элемента.

4. Анализ частных решений, полученных при наложении на модель дополнительных структурных условий, показывает, что наиболее существенные результаты в деле повышения электробезопасности будут получены за счет совершенствования защитного заземления электроустановок и средств контроля его параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колосюк В. П. Защитное отключение рудничных электроустановок. — М.: Недра, 1980.

2. Рябинин И. А., Черкесов Г. Н. — Логико-вероятностные методы исследования надежности структурно-сложных систем. — М.: Радио и связь, 1981.

3. Маврицын А. М., Петров О. А. Электроснабжение угольных разрезов. — М.: Недра, 1977.

4. Буралков А. А. Исследование электробезопасности и разработка рационального режима нейтрали электроустановок дражного флота: Дис. канд. техн. наук. — М.: МГИ, 1981.

5. В. Шуцкий, Ю. Ситчихин, А. Сидоров (СССР). Методика за логико-вероятностни изследовани на структурните схеми на електробезопасността (НРБ, национална научна-техническа конференция с международным участием «Электробезопасность-85»). — Сб. тез., НРБ, Казанлык, 1985.

[27.11.85]

УДК 612.014.424.4

К вопросу о гарантированной электробезопасности

МАНОЙЛОВ В. Е.

Все более широкое применение электричества в средствах связи, в промышленности и в быту уже в прошлом веке приводило к многочисленным электротравмам. Описания случаев поражения электрическим током, в том числе со смертельным исходом, были опубликованы в 80-х годах и в первых номерах русского журнала «Электричество», что свидетельствует о живом интересе в нашей стране к этому мало изученному в то время феномену. Закономерным поэтому было то, что уже в декабре 1899 г. на крупнейшем научно-техническом форуме того времени — Первом Всероссийском электротехническом съезде — был заслушан и обсужден доклад врача В. В. Гориневского об организации первой помощи при несчастных случаях, происходящих в процессе эксплуатации электрического оборудования. В докладе были сформулированы основные проблемы, связанные с предупреждением тяжелых исходов при воздействии электричества на человека.

Постепенно исследования по электробезопасности приобрели широкий характер. В частности, более века тому назад было начато изучение воздействия электричества на животных с целью определения путем экстраполяции опасных значений тока и напряжения для человека. Однако ясности в понимание опасности действия электричества на организм человека проводившиеся исследования не внесли. Разноречивость оценок опасности электричества по мере изучения его действия на животных, особенно в сопоставлении с результатами анализа несчастных случаев с людьми при эксплуатации электрооборудования, только возросла. К. А. Ажибаев в одной из лучших монографий по электротравме [1] пишет: «В начале XX века выявились два противоположных мнения: первое — при электротравме смерть наступает мгновенно, и второе — убить человека электрическим током трудно». С этим согласуется высказывание австрийского ученого Еллинека: «Не всякий ток убивает, но всякий ток может убить».

Итак, по-прежнему дискуссионным остается вопрос об опасных для человека значениях тока, напряжения и времени существования электрической цепи через его тело. Противоречивы и физиологические представления о действии электричества. Ясно, что в этих условиях проблему безопасной эксплуатации электрооборудования решить до конца крайне сложно.

Несмотря на то, что разрабатываются и вводятся в действие правила и нормы с целью снижения опасности электротравм, в основе расчетов защитных мероприятий (заземление и пр.) лежит значение тока, а универсальность такого подхода к решению проблемы остается под знаком вопроса.

Между тем накопленные к настоящему времени научные данные и практические результаты позволяют со всей определенностью сформулировать задачу достижения полной электробезопасности.

Огромное внимание, уделяемое в нашей стране охране труда, уже привело к существенному снижению числа электротравм, особенно удельных показателей по числу электротравм, приходящихся на миллион жителей и на миллион киловатт-часов расхода электроэнергии [2]. Насчитываются тысячи предприятий, на которых за время их многолетней деятельности не было ни одной электротравмы с тяжелым исходом. Однако в целом по

стране число смертельных электротравм снижается недостаточно а в отдельных отраслях народного хозяйства даже наблюдается их рост. Настораживает увеличение бытового и особенно детского электротравматизма [3]. Удельный показатель числа электротравм на тысячу единиц бытового электрооборудования непрерывно улучшается, и необходимо снизить также число электротравм в абсолютном выражении.

Опасность электричества устраняется соблюдением требований, предъявляемых: а) к проектированию и изготовлению электрооборудования; б) к изоляции; в) ко времени отключения поврежденного участка сети; г) к заземлению; д) к монтажу и эксплуатации нетоковедущих частей электрооборудования; е) к соблюдению правил техники безопасности и профилактики оборудования.

Недостаточные темпы снижения электротравм, а иногда даже и рост их числа объясняются либо слабым контролем за соблюдением обязательных требований, либо несовершенством самих требований. Рассмотрим последнее обстоятельство, для чего обратимся к результатам анализа причин электротравм [3].

В специализированных правилах устройства и эксплуатации электрооборудования, в правилах техники безопасности в электрических установках и сетях различного назначения, а также в требованиях, изложенных в ГОСТ 1.2.1009—76 «Электробезопасность», отсутствуют понятия и определения первопринципов различных видов электротравм, таких как: а) «удар» электрическим током, не влекущий за собой каких-либо ущербов для здоровья; б) «удар», вызывающий те или иные последствия для человека, но не оставляющий никаких следов («знаков») на теле; в) «удар», сопровождающийся следами тока на теле в местах его соприкосновения с токоведущими частями, но не вызывающий в дальнейшем нарушения здоровья; г) сильные ожоги дугой — местные или общие; д) смертельный исход, сопровождающийся ожогами или не оставляющий каких-либо следов и видимых последствий на теле; е) ожог дугой, не связанный с образованием электрической цепи через тело человека; ж) ожог в электрическом поле.

При выборе и расчетах мероприятий по технике электробезопасности все указанные документы рекомендуют во всех перечисленных случаях учитывать, по существу, только одну величину поражающего тока и только одну первопричину — прекращение сердечной деятельности в результате фибрилляции. Это в корне неправильно, ибо любое тяжелое поражение заканчивается остановкой сердца, но первопричины этой остановки различны, и, соответственно, тяжелый исход наступает при различных токах. Названный ГОСТ регламентирует только два значения поражающего тока: ток непосредственного воздействия на сердечную мышцу — ток фибрилляции (по многочисленным литературным источникам он составляет 100 мА) и неотпускающий ток (по тем же источникам — до 10 мА).

Несостоятельность подобного подхода к решению проблемы электробезопасности была выявлена еще в 30-х годах швейцарским ученым Стассеном, который установил различия первопринципов смертельных поражений, вызванных электрическим током. Этот ученый предложил делить электропораженных на «красных» (первопричина поражения — прекращение сердечной дея-

тельности) и на «синих» (первопричина — остановка дыхания). Такое деление пораженных электрическим током по цвету Стассену подсказали результаты экспериментов с электротравмами на различных животных. Его выводы были подтверждены многочисленными наблюдениями отечественных и зарубежных ученых. Некоторые противоречия в трактовке первопричин электротравм объясняются видом экспериментальных животных. В работе [1] обстоятельно объяснен этот феномен. Отметим, со своей стороны, что значения токов, вызывающих смерть по механизму нарушения кровообращения (фибрилляция), в той или иной степени совпадают у разных исследователей и находятся в пределах 100 мА. Это значение и вошло во многие директивные документы в качестве основы для расчетов защитных мероприятий. Ток, вызывающий «синее» напряжение с остановкой дыхания, имеет различные значения, вплоть до единиц миллиампер. Опасным для человека принято считать ток 100 мА и выше.

Чтобы показать необоснованность определения опасности электричества для человека на основании лишь величины тока, прибегнем к дидактическому сравнению. Чтобы ответить, выдержит ли данный проводник ток определенной амплитуды, надо знать сечение проводника, его материал, свойства изоляции, условия прокладки и, наконец, время, в течение которого он будет находиться под действием тока. Только располагая всеми этими данными, можно оценить опасность тока для того или иного проводника, будь то простейший однородный медный провод или проводник, обладающий однородной ионной проводимостью, — электролит. Но если сказанное справедливо для металла или жидкости, то это еще в большей степени относится к такому сложному проводнику, как тело человека. В этом случае потребуется узнать еще и величину поверхности тела, место соприкосновения человека с токоведущими частями, находящимися под напряжением, нервно-психологическое состояние человека, условия среды, вид материала, влажность одежды и обуви и т. п. Так, в экспериментах, проведенных автором на морских свинках, структура кожи которых более или менее близка к таковой у человека, и при наблюдениях на людях установлено, что с повышением давления воздушной среды чувствительность к току падает и, наоборот, со снижением давления она резко возрастает. В работе [3] показано, что введение в кровь подопытного животного даже крайне малых количеств алкоголя значительно повышает чувствительность субъекта к току. В работах Еллинека [3] доказывается, наконец, огромное значение фактора внимания. В состоянии напряженного внимания чувствительность к току падает, при ослабленном внимании она возрастает. Те же сравнения и в той же мере относятся к определению степени опасности напряжения.

Необоснованность оценки электротравм только по одному или даже по двум параметрам подтверждается результатами инструментального анализа происшествий. С одной стороны, многократно зарегистрированы (причем не только по свидетельствам очевидцев, но и по показаниям аварийных осциллографов или средств релейной защиты, включавшихся в работу при любых нарушениях изоляции в электрических сетях) случаи отсутствия смертельных исходов при токах в несколько ампер. С другой стороны, часты случаи, когда приборы защиты и контрольные приборы даже не успевали сработать, а человек погибал. Наличие подобных противоречий заставило Ферриса и др. провести обширное исследование на очень большой группе животных. Результаты получились однозначными: первопричиной фибрилляции (нарушения сердечной деятельности) является непосредственное воздействие электричества на сердечную мышцу. Обстоятельно и тоже на большой группе животных были проведены исследования в Академии наук Киргизской ССР под руководством Г. Л. Френкеля и К. А. Ажибаева [1], которые показали, что для крупных животных смертельный исход всегда вызывается фибрилляцией и наступает при среднем пороговом значении тока 100 мА (в сопоставимых условиях), а у малых животных вызвать фибрилляцию невозможно.

Для выяснения механизма поражения человека был проведен анализ собранных за десятки лет актов судебно-медицинских экспертиз при поражениях электрическим током, который показал, что для человека наблюдаются все механизмы первичного поражения, но преобладает нарушение системы дыхания, или «асфиксия» (удушьё). На 100 пораженных в 91 случае смертельный исход вызван именно нарушением системы дыхания, лишь в 7 случаях — непосредственным нарушением работы сердца (фибрилляцией) и, наконец, в двух случаях установить первопричину не удалось.

Нам представляется поэтому, что устанавливать нормативные значения фибрилляционного и неотпускающего токов без проведения дальнейших широких и всесторонних исследований было бы неправильно.

Но уже сейчас проблему эффективной защиты от поражения электрическим током можно и нужно решить, не прибегая к расчету по «безопасному» или «неотпускающему» току. В качестве основных мероприятий по гарантированию электробезопасности можно перечислить: а) профилактику изоляции электрооборудования; б) надежное заземление металлических цепей, находящихся под напряжением; в) обеспечение надежного отключения при повреждении изоляции; г) строгое соблюдение обоснованных сроков профилактики; д) допуск к эксплуатации электрооборудования только персонала, прошедшего проверку знаний по требованиям эксплуатации и технике безопасности; е) наличие инструкций по технике безопасности; ж) широкое разъяснение населению возможной опасности электричества; з) тщательный анализ электротравм и коррекцию правил безопасности в соответствии с результатами текущего анализа эксплуатации электрооборудования.

Защитные мероприятия регламентируются правилами устройств и эксплуатации электротехнических сетей, правилами техники безопасности и нормативными специализированными документами. Объем их определяется градицией рабочих напряжений электроустановок (до 1000 В, свыше 1000 В и свыше 100 кВ), условиями эксплуатации и назначением электрооборудования. Наибольшее значение имеет обеспечение электробезопасности при рабочем напряжении до 1000 В, поскольку в пределах этого напряжения происходит около 80 % всех электротравм (включая травмы с тяжелыми исходами).

Надежная работа передвижного и переносного электрооборудования обеспечивается изоляцией, сопротивление которой должно быть равно около 20 МОм. При правильной эксплуатации такая изоляция исключает возможность соприкосновения человека с токоведущими частями электрооборудования. Электротравмы, как и авария, возникают лишь при грубом нарушении производственных инструкций и правил безопасности, сопровождающемся разрушением изоляции.

Стационарное электрооборудование, доступное для человека, должно иметь дополнительную изоляцию в виде покрытия изолирующей краской; необходимо также заземлять металлические части оборудования, которые могут оказаться под напряжением вследствие повреждения изоляции. Существующие нормативы сопротивления заземления оправданы: 0,5 Ом для оборудования напряжением свыше 1000 В; 4 и 10 Ом — для оборудования напряжением до 1000 В. Обеспечить эти значения несложно (преимущественно посредством естественных заземлителей). Анализ электротравм и аварий из-за некачественно выполненного заземления показывает, что они возникают только при отсутствии заземляющего провода или его обрыве, либо при нарушении контакта между заземляющим проводом и корпусом оборудования. Повышенное значение сопротивления заземления к электротравмам или авариям не приводит.

Таким образом, можно считать, что существующая общая система определения объема защитных мероприятий и средств защиты в зависимости от величины напряжения источника питания (малое напряжение — до 65 В; низкое напряжение — от 65 до 100 В; высокое напряжение — до 1000 В; сверхвысокое напряжение — выше 100 кВ) приемлема, так же как и требования, предъявляемые к защитному заземлению: выше 1000 В — 0,5 Ом, в сетях низкого напряжения — 4 Ом, для повторных заземлителей — 10 Ом (включая и заземление линии передач). При этом необходимо откорректировать ГОСТ «Электробезопасность», а также термины и определения, относящиеся к электробезопасности. Следует рассматривать как реальную задачу гарантирования электробезопасности путем выполнения всесторонне разработанных и проверенных правил конструирования, изготовления и эксплуатации электроустановок и электрооборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ажибаев К. А. Физиологические и патофизиологические механизмы поражения организма электрическим током. — Фрунзе, Илим, 1978.
2. Гордон Г. Ю., Филиппов В. И. Анализ электротравматизма. — Промышленная энергетика, 1982, № 8.
3. Манойлов В. Е. Основы электробезопасности. — Л.: Энергоатомиздат, 1985.

[10.12.85]



Просуммировав уравнения (11) с учетом (5), получим

$$i+ = 2, \dots, n, 1 \quad (12)$$

$\sum_{i=1}^n G_i = \sqrt{G_\Sigma} \sum_{i=1}^n \beta_{i-i}$ или $G_\Sigma = \sqrt{G_\Sigma} \gamma$, откуда убеждаемся в справедливости (7).

3. Подставив $G_\Sigma = \gamma^2$ в (11), получим искомое решение для проводимостей n -лучевой звезды (6):

$$G_i = \beta_{i-i} \sqrt{\gamma^2} = \gamma \beta_{i-i}, \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

4. Поскольку решение единственно, то выполнение преобразования в системе пропорций (2) можно считать необходимым и достаточным условием для существования «порождающей» звезды.

Следствие 1. Если n -угольник неполный, то возможность преобразования его в звезду исключается. Например, трех-полюсные Г-образные схемы непроборазуемы.

Следствие 2. В случае треугольника резисторов ($n=3$) коэффициенты α_{i-i} всегда существуют:

$$\alpha_{31} = \frac{G_{32}}{G_{21}}, \quad \alpha_{12} = \frac{G_{13}}{G_{32}}, \quad \alpha_{23} = \frac{G_{21}}{G_{13}},$$

поэтому преобразование всегда возможно:

$$\beta_{31} = \sqrt{\frac{G_{31}G_{21}}{G_{32}}}; \quad \beta_{12} = \sqrt{\frac{G_{12}G_{32}}{G_{13}}}; \quad \beta_{23} = \sqrt{\frac{G_{23}G_{13}}{G_{21}}};$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{G_{31}G_{21}}{G_{32}}} + \sqrt{\frac{G_{12}G_{32}}{G_{13}}} + \sqrt{\frac{G_{23}G_{13}}{G_{21}}}.$$

По (6) получим известные формулы эквивалентного перехода от П-образной схемы резисторов к Т-образной:

$$G_1 = \gamma \beta_{31} = \frac{G_{12}G_{13}}{G_{23}} + G_{12} + G_{13};$$

$$G_2 = \gamma \beta_{12} = G_{12} + \frac{G_{12}G_{23}}{G_{13}} + G_{23};$$

$$G_3 = \gamma \beta_{23} = G_{13} + G_{23} + \frac{G_{13}G_{23}}{G_{12}}.$$

Отметим, что количество пропорций для каждого α_{i-i} в (2) равно $n-2$, поэтому только при $n=3$ коэффициенты α_{i-i} определены для любых отличных от нуля G_{12} , G_{23} , G_{31} .

Следствие 3. Если «порождающая» звезда существует, то выполняются следующие равенства:

$$\beta_{i-i} = \sqrt{\frac{G_{i-i}G_{i+i}}{G_{i-i+}}}, \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad i- = n, 1, 2, \dots, n-1;$$

и

$$G_{ij} = \beta_{i-i} \beta_{j-j} \text{ по всем } i \text{ и } j (i \neq j). \quad (13)$$

Если для произвольного n -угольника с проводимостями $G_{ij}^{УГ}$ применяется формула (12) и по (13) вычисляются проводимости $G_{ij}^{ВУЧ}$, то возможны два случая:

1. $G_{ij}^{ВУЧ} \neq G_{ij}^{УГ}$, тогда «порождающая» звезда для данного n -угольника не существует;
2. $G_{ij}^{ВУЧ} = G_{ij}^{УГ}$, тогда «порождающая» звезда существует и ее параметры можно вычислить по (5) и (6).

Отметим, что для определения n проводимостей звезды по (12) при $n \geq 5$ оказываются существенными только $2n$ проводимостей n -угольника.

Для того чтобы в предлагаемых формулах использовать комплексные числа, необходимо при извлечении квадратного корня на всех этапах вычисления брать результат с одним и тем же знаком при действительной части. Предпочтительно оперировать комплексными числами с положительной действительной частью.

Предложенный алгоритм анализа полного n -угольника может использоваться, например, в следующих случаях:

- 1) для минимизации числа элементов многополюсника в процессе его синтеза;
- 2) для аппроксимации схемы замещения некоторого устройства более простой схемой с целью ее качественного анализа;
- 3) для замены сложного реактивного фильтра более простым в области частот, удовлетворяющих с определенной точностью системе равенств (2).

В частности, использование формул (5), (6), (12) является расширением возможностей методики определения неисправных элементов электрической схемы, изложенной в [3], для схем с недоступным внутренним узлом.

Вывод. Показано, что в ряде случаев при соблюдении условий (2) возможно уменьшить число элементов n -узловой схемы с $n(n-1)/2$ до n элементов, образующих $(n+1)$ -узловую схему, имеющую один внутренний узел.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы теории цепей/ Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов.— М.— Л.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Матханов П. Н. Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи.— М.: Высшая школа, 1981.
3. Багриновский А. Д. Измерение проводимостей ветвей в сложной электрической схеме.— Электричество, 1981, № 6. [17.01.86]



ВНИМАНИЮ

руководителей организаций и предприятий!

В Энергоатомиздате в мае 1986 г. выходят бланк-заказы на плакаты по технике безопасности и по экономии тепловой и электрической энергии.

Плакаты по технике безопасности иллюстрируют основные положения правил по технике безопасности, напоминают о мерах и приемах безопасной работы на электрических станциях и подстанциях в энергетических системах, в электроустановках промышленных предприятий и промышленной теплоэнергетике, на предприятиях электротехнической промышленности, при пользовании электроэнергией в сельском хозяйстве и быту.

Плакаты по экономии тепловой и электрической энергии призывают экономить электроэнергию, топливо и показывают средства их рационального расходования.

Бланк-заказ высылается издательством бесплатно по запросам организаций. В нем полный перечень плакатов, указаны условия их получения и порядок оформления заказов.

За получением бланк-заказа следует обращаться по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат, Отдел распространения. Телефон для справок: 235-39-27.

СВОЕВРЕМЕННО ОФОРМЛЯЙТЕ ЗАКАЗЫ

О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин

(статья Нетушила А. В., «Электричество», 1986, № 5, с. 43—47)

ГЕРАСИМОВ В. Г., доктор техн. наук

В статье А. В. Нетушила рассматриваются очень важные вопросы связи электротехнических дисциплин (ТОЭ, общей электротехники) с курсами физики, математики, а также специальными электротехническими дисциплинами. В ней совершенно справедливо отмечается необходимость согласования этих дисциплин. Преподаватели соответствующих кафедр должны обеспечивать методическую преемственность в изложении определенных разделов курсов. Так, в курсах ТОЭ и общей электротехники разделы электрических цепей должны быть тесно увязаны с разделами «Электричество» и «Электрический ток» курса физики. Прежде всего необходимо обратить внимание на различное толкование основной электрической величины — напряжения активной ветви электрической цепи.

В курсах физики в соответствии с ГОСТ 19880 под напряжением понимается величина

$$U = \int_a^b (\vec{E}_{\text{стор}} + \vec{E}_{\text{кул}}) d\vec{l}. \quad (1)$$

где $\vec{E}_{\text{стор}}$ — напряженность стороннего электрического поля; $\vec{E}_{\text{кул}}$ — напряженность электростатического (кулоновского) поля.

В соответствии с (1) напряжение каждой из трех параллельно включенных ветвей (см. рисунок) будет различных:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \varphi_b - \varphi_a + E_1 = R_1 I_1; \\ U_2 &= \varphi_b - \varphi_a - E_2 = R_2 I_2; \\ U_3 &= R_3 I_3 = \varphi_b - \varphi_a. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В электротехнике, как известно, под напряжением принято понимать разность потенциалов между зажимами вольтметра, подключенного между точками a и b (см. рисунок), т. е. в этом случае напряжения всех трех ветвей будут одинаковыми:

$$U_1 = -E_1 + R_1 I_1 = U_2 = E_2 + R_2 I_2 = U_3 = R_3 I_3 = U_{ba}. \quad (3)$$

В курсах физики иногда составляют уравнения электрического равновесия электрических цепей без указания условно-положительных направлений токов и напряжений.

В курсах физики и электротехники не всегда используются условные графические обозначения элементов электрических цепей, соответствующие стандартам ЕСКД. Это приводит к различным обозначениям одних и тех же элементов, что, конечно, не способствует хорошему усвоению изучаемых курсов.

Очень часто как в физике, так и в электротехнике неправильно используют для названия элементов электрических цепей их параметры — электрические величины: сопротивление, индуктивность и емкость вместо терминов резистор, индуктивная катушка и конденсатор.

Изложение явлений резонансов и переходных процессов в электрических цепях преподаватели электротехники должны увязывать с методикой преподавания этих вопросов в курсе физики. В курсе математики операции с комплексными числами и интегральные преобразования должны рассматриваться с учетом применения комплексных чисел и операторного метода в электротехнике.

Изучение электротехнических дисциплин опирается на solidную физико-математическую подготовку студентов и должно обеспечить фундаментальную электротехническую подготовку, на базе которой могут изучаться специальные электротехнические дисциплины. Электротехническая подготовка инженеров имеет очень важное значение для любых специальностей, так как является базой для изучения ряда профилирующих дисциплин и освоения вычислительной и микропроцессорной техники.

Дифференциация электротехнических наук приводит к необходимости преподавания основных электротехнических дис-

циплин (ТОЭ, общей электротехники и др.) таким образом, чтобы обеспечить сочетание фундаментальной подготовки по основам электротехники с профилизацией этих дисциплин в соответствии с определенной группой специальностей.

В связи с этим программы основных электротехнических дисциплин должны содержать общую часть, одинаковую для всех специальностей, и прикладную часть, содержание которой зависит от профиля будущих инженеров.

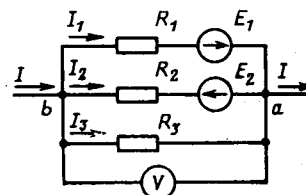
Преподавание общей части должно сформировать у студентов знания электротехнических законов, методов анализа электрических, магнитных, электронных цепей и электромагнитных полей, понимание принципов действия, свойств и потенциальных возможностей электротехнических, электронных и электроизмерительных устройств; умения расчета электрических цепей и электромагнитных устройств экспериментального определения параметров и характеристик типовых электротехнических и электронных элементов и устройств, практические навыки включения электротехнических, электромагнитных и электромеханических приборов, аппаратов и устройств, управления ими и контроля за их эффективной и безопасной работой.

Преподавание прикладной части необходимо тесно увязывать с требованиями к подготовке специалистов данного профиля, оно должно отражать роль и значение электротехнических знаний для успешной профессиональной деятельности инженеров соответствующих специальностей.

Так, для студентов энергетических специальностей важными являются вопросы генерирования и распределения электрической энергии, работы трехфазных цепей и систем, расчеты несимметричных режимов методом симметричных составляющих, вопросы устойчивости работы электротехнических устройств, аспекты электроснабжения предприятий, показатели качества электроэнергии и улучшение коэффициента мощности, мероприятия по экономии электроэнергии и другие проблемы, связанные с технико-экономическими показателями производства, передачи и распределения электроэнергии.

Прикладная часть электротехники для студентов металлургических специальностей должна содержать вопросы электропривода, электрооборудования и электроснабжения металлургических производств. Должен быть рассмотрен технико-экономический анализ различных типов электроприводов, применяемых в металлургических цехах. Студенты этих специальностей должны ознакомиться с электрооборудованием металлургических кранов, литейных, сталеплавильных и прокатных цехов, изучить электротермические установки, электрооборудование агрегатов и устройств электрохимических производств, а также познакомиться с основами электроснабжения металлургических заводов. Важными для инженеров-металлургов являются вопросы, связанные с несимметричными режимами в сетях металлургических предприятий, возникновением высших гармоник, компенсацией реактивной мощности и т. п.

Для студентов специальностей «Электронная техника, электроприборостроение и автоматика» наиболее важными являются анализ нелинейных цепей, переходные процессы в электрических, магнитных и электронных цепях, частотные свойства электротехнических устройств, вопросы надежности и



устойчивости работы электромагнитных и электромеханических приборов и аппаратов. Студенты этих специальностей особенно хорошо должны изучить матричные и топологические методы анализа электрических и электронных цепей, расчеты этих цепей и электромагнитных полей с помощью ЭВМ, принципы автоматизации проектирования электротехнических устройств.

Научно-методический совет по электротехнике Минвуза СССР разработал в 1984 г. сборник программ по электротехническим дисциплинам для неэлектротехнических специальностей вузов страны в соответствии с новыми учебными планами подготовки инженеров, утвержденными в 1983 г. В основу этих программ положены изложенные выше принципы фундаментальной электротехнической подготовки в сочетании с профилизацией электротехнических дисциплин. Сборник программ содержит типовую программу по основным разделам электротехники, примерные перечни тем практических, лабораторных занятий и расчетно-графических работ.

Для каждой группы специальностей приведены рекомендации по составлению рабочих программ и перечень вопросов по прикладной части электротехники. В этих рекомендациях указываются темы общей части программы, которые изучаются студентами данных специальностей, а также вопросы общей части, не включаемые в рабочие программы. Содержатся советы о целесообразности более усиленного изучения ряда вопросов, имеющих особенно важное значение для инженеров соответствующего профиля. В отдельных случаях перечисляются темы, которые отсутствуют в общей части типовой программы, но должны войти в рабочую программу.

Таким образом, направленность и глубина содержания учебных занятий для различных специальностей определяют рабочими программами, составляемыми соответствующими кафедрами. В рекомендациях научно-методического совета (НМС) указывается целесообразное распределение часов лекционных занятий по отдельным разделам электротехнических дисциплин. На основе рекомендаций НМС кафедры должны разработать также планы проведения практических и лабораторных занятий с указанием содержания задач и примеров, постановок и методов лабораторных экспериментов на основе содержания лекционных занятий.

Студенты всех специальностей выполняют обязательные расчетно-графические работы с применением различной вычислительной техники.

Современные представления об организации учебного процесса требуют сочетания проблемных методов изложения учебного материала на базе системного его раскрытия и методов

управления самостоятельной познавательной деятельностью обучающихся в процессе изучения содержания дисциплин как на аудиторных занятиях, так и во внеаудиторное время (при выполнении расчетно-графических работ, подготовке к очередным занятиям, контрольным работам, зачетам, экзаменам).

В учебном процессе необходимо активнее использовать вычислительную технику, технические средства обучения, индивидуализацию обучения на основе развития активных методов самоуправляемой и самоконтролируемой познавательной деятельности студентов на практических и лабораторных занятиях, а также во внеаудиторное время.

Статья Нетушила А. В. поднимает правильные вопросы о необходимости системного подхода к изложению учебного материала и логической согласованности как различных курсов, так и тем внутри каждого курса. Справедливо отмечается, что внутри курса физики отсутствует согласованность в выборе положительного направления потенциальной и вихревой составляющих электрического поля. Эта несогласованность влечет за собой ряд противоречий в изложении теории трансформаторов и электрических машин. Для ликвидации этих противоречий необходимо и достаточно исключить знак «минус» в формуле закона электромагнитной индукции и записывать его в форме

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt},$$

изменив направление стрелки э. д. с. самоиндукции на схемах как предлагают Нетушил А. В. в обсуждаемой статье, в [1] и другие авторы [2].

При обосновании исключения минуса в указанных формулах необходимо показать, что это исключение не затрагивает знака «минус» во втором уравнении Максвелла:

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нетушил А. В. Зачем столько минусов в векторных диаграммах и схеме замещения трансформаторов.— Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 9.
2. Коген-Далин В. В. Системы условно-положительных направлений и векторные диаграммы электрических машин.— Тр. МЭИ, 1958, вып. 17.

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук

В обсуждаемой статье правильно указывается, что электротехническое образование инженеров основывается на изучении системы связанных между собой дисциплин, формировавшихся в течение многих лет. Диалектика развития этих дисциплин характеризуется взаимной связью между дисциплинами и историческими аспектами их формирования. Однако связь между отдельными дисциплинами, служащими базой электротехнического образования инженера, зачастую разрывалась, что приводило и приводит к некоторым трудностям в изучении электротехники, понимаемой в широком плане как единое целое, и к определенным недоразумениям при изучении отдельных дисциплин, охватывающих электротехнику как единое целое.

В настоящее время системный подход к рассмотрению всех этих дисциплин становится все более необходимым. В статье правильно указывается, что системный подход к рассмотрению содержания учебных дисциплин требует внимательного изучения связей как между отдельными дисциплинами, так и между различными вопросами, излагаемыми в каждом курсе. Особенно важно, чтобы вопросы, рассматриваемые внутри дисциплины, не входили в противоречие с вопросами, рассматриваемыми в других курсах, так как такое противоречие очень сильно отражается на качестве изучения каждой из дисциплин.

Можно полностью согласиться с автором статьи, что в настоящее время существует неправильное положение, при котором физические основы электротехники не излагаются в курсах ТОЭ и «Электротехника и основы электроники». Предполагается, что в курсе физики студенты получили такие зна-

ния законов электродинамики, чтобы их (эти знания) можно было бы применять при рассмотрении самых различных электротехнических устройств. Это, конечно, нереальный тезис и в построение как курса физики, так и курса ТОЭ следует внести определенные коррективы, отказавшись от попыток замены одной дисциплины другой.

В разрезе системного подхода в статье совершенно правильно ставится вопрос о согласовании различных курсов и различных тем, рассматриваемых в разных курсах. Так, правильно обращается внимание на необходимость внести ясность в вопросы вычисления сил в магнитном поле и изложение теории трансформатора с определенным различием, рассматриваемым в курсах ТОЭ и электрических машин.

Можно полностью согласиться с автором статьи в отношении определения индукционной составляющей напряженности и того, что методически более логично в качестве положительного направления этой э. д. с. выбирать направление, противоположное положительному направлению производной вектора A . Совершенно справедливо указывается на несогласованность в подходе к описанию вихревой и потенциальной составляющих электрического поля при совместном рассмотрении законов полного тока и электромагнитной индукции.

Автор статьи правильно отмечает необходимость изменения подхода к учебным программам, которые сейчас составляют ряд, элементы которого просто прикладываются один к другому. Программы должны содержать изложение проблем и вопросов, которые вытекают один из другого и, как справедливо указывается в статье, должны отвечать требованиям

повышения качества высшего образования, активизации мыслительной деятельности учащихся и усиления мировоззренческой направленности учебного процесса.

Комплекс учебных программ должен был бы содержать не просто перечень вопросов, которые должны быть освещены в учебной дисциплине, но содержать и некоторые принципиальные положения, в том числе положения, указывающие на связь данной дисциплины с другими предшествующими, параллельными и последующими дисциплинами. Только в этом случае программы перестанут быть тем формальным и практически не используемым преподавателями документом, которым они сейчас являются.

Соглашаясь с тем, что сказано в статье Нетушила А. В. относительно проблем, возникающих при изучении электротехнических дисциплин, следует дополнить поднятые им вопросы, отметив необходимость рассмотрения того, какое отражение получают отдельные положения электротехники в специальных дисциплинах.

Несогласованность этих специальных дисциплин как с электротехническими курсами, так и с параллельными специальными техническими курсами очень болезненна и заслуживает особого внимания. Не пытаясь здесь проводить дискуссию по существу этих вопросов, перечислим только основные понятия и определения, нуждающиеся в такой согласованности. Так, отличаются от имеющихся в электротехнических дисциплинах понятия э. д. с. и их связи с магнитными потоками (например, синхронная э. д. с., переходная э. д. с. и т. д.). Определения взаимных и собственных сопротивлений в сложной цепи отличаются в курсах электрических систем от определений в курсах ТОЭ. В курсах электрических систем необходимо различать модули и комплексы сопротивлений, для чего над любыми векторными величинами ставится черточка. При этом нет никакой надобности различать просто векторные величины (сопротивления) и временные величины (токи, напряжения). Во всех расчетах они фигурируют как равнонаправленные и комплексы напряжения делятся на комплексы сопротивлений и комплексы тока умножаются на комплексы сопротивлений, давая в результате комплексы напряжения. Различия в начертании или обозначениях здесь оказываются просто неуместными.

Понятия консервативной и диссипативной систем имеют свои особенности. Так, система, содержащая активное сопротивление и по своей физической природе являющаяся диссипативной, при расчетах устойчивости электрических систем может рассматриваться (и обычно рассматривается) как кон-

сервативная. Вводимые в курсах электрических систем понятия статической, динамической и результирующей устойчивости отсутствуют в курсах теоретической механики и курсах ТОЭ, что опять-таки является определенной неувязкой этих дисциплин между собой.

Широко применяются различные обозначения для осей координат, в которых записываются уравнения синхронной машины. Эта запись имеет огромное количество различных вариаций, связанных с выбором направления осей, выбором их знаков. Все это затрудняет изучение различных книг и статей, авторы которых произвольно варьируют принимаемые направления. В отношении электродвижущих сил, действующих в цепях с синхронными машинами, существуют два обозначения — E_d или E_q , что также мешает пониманию сути излагаемых вопросов.

Широко распространилась терминология, связанная с неудачными переводами (кальками) различных английских терминов. Так в научно-технический обиход усиленно вводится термин «реальный масштаб времени». Такой термин полностью бессмыслен, так как нереального, мнимого масштаба времени быть не может. Употребляется также не менее бессмысленный термин «имитационная модель», хотя само слово имитация уже означает модель, но с оттенком «подделка»; так что дословный перевод слов «имитационная модель» должен быть «поддельная модель». Без какого-либо смысла в технической литературе употребляется термин «традиционное», причем мода на этот термин стала такова, что он употребляется и по отношению к уравнениям, и по отношению к конструкциям, и по отношению к источникам энергии. Употребляется и неудачный перевод английского термина «модальные» (термин, кстати, имеет в отечественной математической литературе другой смысл, чем тот, в котором он употребляется в электротехнических статьях).

Можно полагать, что поднятые в статье Нетушила А. В. вопросы имеют очень большое значение и касаются не только теоретической электротехники, но и всего комплекса электро-энергетических дисциплин и всех проблем инженерного образования. Видимо, следовало бы провести специальную конференцию по вопросам уточнения и согласования теоретических положений, терминологических определений и уточнения терминологии, которая засорена бессмысленными наукообразными словообразованиями.

Нужно обратить внимание всех редакций на необходимость борьбы за четкость и чистоту научного языка в самом широком смысле этого слова.

МЕЕРОВИЧ Э. А., доктор техн. наук

Обсуждаемая статья поднимает дискуссию по довольно старому вопросу, касающемуся знаков и направлений векторов в системах уравнений электротехники. Автору статьи представляется, что эта тема не исчерпана в имеющейся литературе, и многие вопросы требуют дополнительного освещения. Следует заметить, что статья содержит две неравнозначные части; первая относится к теории познания, к методологии построения учебных курсов; во второй части демонстрируется некоторая методическая несогласованность при преподавании электротехнических дисциплин. Наши замечания относятся, главным образом, ко второй, более конкретной части статьи.

Конечно, любую несогласованность и тем более, противоречивость в читаемых курсах необходимо устранить. Нам кажется, что существующее разбиение курса электротехники на части не является совершенным. Чтобы устранить противоречивость между физикой и теорией цепей, достаточно включить изложение геометрической теории цепей в курсе физики, например, в виде, соответствующем [1].

Как известно, геометрию электрических цепей связывают с некоторым векторным пространством с заданной в нем системой координатных осей, соответствующих ветвям электрической схемы. Размерность данного геометрического пространства зависит от способа соединения ветвей и при выбранных направлениях ветвей определяется матрицами соединений. Электромагнитные процессы в цепи описываются соотношениями между физическими величинами, которые как бы накладываются на характеризующую ее геометрию. Для каждой ветви справедливо соотношение

$$i_{ab}r = \varphi_a + e_{ab}^{\text{инд}} + e_{ab}^{\text{стр}} - \varphi_b, \quad (1)$$

связывающее между собой значения тока i_{ab} э. д. с. индукции $e_{ab}^{\text{инд}}$, сторонней э. д. с. $e_{ab}^{\text{стр}}$ и разности потенциалов $\varphi_a - \varphi_b$ с учетом того, что условные положительные направления этих величин совпадают с положительным направлением ветви ab .

С другой стороны, для полного описания электромагнитных процессов в физическом пространстве необходимо рассматривать уравнения электромагнитного поля, для которых уравнения электрических цепей чаще всего играют роль краевых условий. В частности, это имеет место при расчетах электромагнитных систем смешанного типа, когда уравнения поля и уравнения цепей решаются совместно в рамках общей задачи [2]. Электромагнитные величины в ветвях i_{ab} , $e_{ab}^{\text{инд}}$, $e_{ab}^{\text{стр}}$ и $\varphi_a - \varphi_b$ определяются через векторы поля:

$$\left. \begin{aligned} i_{ab} &= \int_S \vec{\delta} \cdot \vec{n} dS; \\ e_{ab}^{\text{инд}} &= \frac{1}{S} \int_a^b \int - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} d\vec{l} dS; \\ e_{ab}^{\text{стр}} &= \frac{1}{S} \int_a^b \int \vec{E}^{\text{стр}} d\vec{l} dS; \\ \varphi_a - \varphi_b &= \int_a^b - \text{grad } \varphi d\vec{l}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где δ — плотность тока; S — поперечное сечение проводника с нормалью $\vec{n}$).

Естественно, что пространственная ортогональная система координат, в которой рассматриваются уравнения электромагнитного поля, и система координат, связанная с геометрией цепи, должны быть выбраны согласованно. Условные положительные направления ветвей должны соответствовать положительным направлениям координатных осей физического пространства.

При исследовании цепей с взаимными индуктивностями это обычно нетрудно сделать, направив одну из координатных линий ортогональной системы координат поля вдоль направления основного магнитного потока, так чтобы векторный магнитный потенциал $\vec{A}$, плотность тока $\vec{\delta}$ и $\text{grad } \varphi$ были направлены вдоль другой координатной линии. Выбором положительных направлений ветвей с учетом направления намотки витков в катушках добиваемся полного соответствия условных положительных направлений проекций векторов поля $\vec{A}$, $\vec{\delta}$, $\text{grad } \varphi$ и электромагнитных величин ветвей электрической цепи. В частности, применительно к двухобмоточному транс-

форматору такая система выбора условных положительных направлений соответствует рис. 5 [3].

При расчетах различных конкретных устройств из соображений удобства, наглядности векторных диаграмм и т. д. данная система выбора условных положительных направлений (которая, с нашей точки зрения, должна считаться отправной, эталонной) может быть заменена другой, с соответствующей корректировкой знаков в формулах (1). Тем самым будут преодолены методологические трудности и уменьшится вероятность ошибок из-за неоднозначности толкования слагаемых формул (1), связанной с произволом в выборе системы условных положительных направлений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меерович Э. А. Геометрическая теория электрических цепей. — Электричество, 1947, № 2, с. 30—39.
2. Меерович Э. А., Васильев К. М. Математическая модель и алгоритм расчета переходных процессов в электромагнитной системе. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1983, № 4, с. 56—69.
3. Антик И. В. О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы трансформатора. — Электричество, 1985, № 11, с. 59—60.



СТРАХОВ С. В., доктор техн. наук

В докладе на III Международном симпозиуме по ТОЭ (сентябрь 1985 г., Москва, МЭИ) проф. Нетушил А. В. своевременно и правильно поставил вопрос о вышеупомянутом системном подходе. Под таким подходом в преподавании нужно понимать всеобщую согласованность в структуре изложения, трактовке принципиальных вопросов и обозначениях как между всеми изучаемыми дисциплинами, так и между отдельными главами одной и той же дисциплины.

В свете сказанного Нетушил А. В. снова привлек внимание к отсутствию согласованности и, больше того, к наличию противоречий в изложении принципиальных вопросов. В разделе «Электричество и магнетизм» в курсе физики, с одной стороны, и в курсах ТОЭ и общей электротехники, с другой. Это положение давно пора устранить. В самом деле, основными имеющими физический смысл, векторами в электрическом и магнитном поле являются напряженность электрического поля E и магнитная индукция B , поскольку они определяют силы, действующие на заряды и токи. Остальные же четыре вектора поляризация P , смещение D , намагниченность J и напряженность магнитного поля H являются лишь удобными расчетными векторами, поскольку входят непосредственно в интегральные и дифференциальные формы законов полного тока и в теорему Гаусса. К сожалению, при изложении курса физики дело обстоит совсем не так, ибо основными векторами здесь считаются E и H .

Системный подход имеет громадные достоинства при изложении мировоззренческих вопросов в курсах электротехнических дисциплин. Например, много возможностей для иллюстрации закона перехода количества в качество дают курсы ТАУ и ТОЭ. В курсе ТАУ отмечается, что для систем автоматического регулирования, начиная с их третьего порядка, увеличение (т. е. количественное изменение) коэффициента усиления приводит САУ к качественному изменению, т. е. к неустойчивости (что особенно легко поясняется при применении критерия Михайлова). Соответственно в курсе ТОЭ в разделе разветвленные цепи гармонического тока, когда в одной из параллельных ветвей включены r и L , и в другой r и C , количественное изменение значения L в одной ветви или C в другой, приводит к качественному изменению в неразветвленной части цепи (в состав которой входит в простейшем случае только резистор), поскольку ток в ней из отстающего по фазе от приложенного напряжения превращается в опережающий (или наоборот). Подобные иллюстрации можно дать и для других законов диалектического материализма (закон единства противоположностей, закон отрицания отрицания и др.).

Говоря о сути системного подхода нельзя остановиться и на роли современной вычислительной техники в преподавании ряда дисциплин (ТОЭ, О, ТАУ и др.). В настоящее время вычислительная техника имеет действительно огромное значение. Она является весьма мощным средством для изуче-

ния и исследования многих сложных вопросов в науке и, конечно, для преподавания многих дисциплин. Но нельзя забывать, что вычислительная техника — это мощное средство, применяющееся при изучении ТОЭ, ОЭ, ТАУ и других дисциплин, весьма облегчающее и сокращающее время на расчетные процедуры, а не самоцель при подготовке инженера той или другой специальности.

Прежде всего, современный инженер должен хорошо освоить свою специальность и уметь применять вычислительную технику для решения задач по этой специальности. Но он не должен превращаться только в умелого пользователя средствами вычислительной техники, слабо знающего свою специальность. Выступая на семинаре-совещании заведующих кафедрами АИТ, АСУ и ЭВМ в Ленинграде (ЛЭТИ) в январе 1984 г. представитель НПО «Светлана» (Ленинград) отметил, что оканчивающие ЛЭТИ инженеры по специальности телевидения достаточно хорошо владеют вычислительной техникой, но недостаточно знают телевидение.

Следует подчеркнуть, что овладение вычислительной техникой (выбор алгоритма, составление программы и ее отладка) достигается ее применением во многих дисциплинах, следующих после изучения вышеупомянутых курсов, включая и этап дипломного проектирования.

Реализация системного подхода в преподавании предполагает также существенную дифференциацию программ изучения отдельных дисциплин (математика, ТОЭ и др.) для различных специальностей (например, автоматика и телемеханика, электроэнергетика, электрические машины и т. д.). Представляется, что учебные программы по математике, ТОЭ и ряду других дисциплин не могут быть одинаковыми, а должны в ряде разделов довольно заметно различаться.

Например, для специальности 0606 (автоматика и телемеханика) в курсе математики должны быть основательно изучены не только непрерывные интегральные преобразования Лапласа и Фурье и их приложения, но и соответствующие дискретные преобразования и дана связь между непрерывным и дискретным преобразованием ($D\{f(t)\}$ и $L\{f(t)\}$). В курсе математики должен быть раздел элементы вариационного исчисления, где должны быть изложены простейшая задача вариационного исчисления, общая задача Лагранжа (задача на условный экстремум), изопериметрическая задача и задача с незакрепленными концами экстремали (условие трансверсальности). Без знания уже на втором курсе этих вопросов студентам трудно будет впервые изучать их в курсах ТАУ, оптимальных и адаптивных систем и других специальных дисциплин. Точно также в курсе математики в разделе теории вероятностей следует основное время посвятить изучению теории случайных функций (корреляционная функция и спектральная плотность), уделяя меньше времени теории случайных чисел.

В настоящее время большое значение приобрели в ТАУ метод переменных состояния, запись уравнений этого метода

Веников В. А., Идельчик В. И., Лисеев М. С.

Регулирование напряжения в электроэнергетических системах. — М.: Энергоатомиздат, 1985

Регулирование напряжения в электрических сетях энергосистем — один из действенных способов повышения экономичности работы самих сетей и эффективности функционирования присоединенных к ним электроприемников. В настоящее время, когда ощущается тенденция увеличения загрузки электрических сетей и возрос интерес к регулированию напряжения, выход в свет рецензируемой книги является полезным и своевременным.

Книга состоит из сети глав, охватывающих описание устройств регулирования напряжения и реактивной мощности и принципа их действия, методов расчета режимов электрических сетей с описаниями программ расчетов на ЭВМ и способов регулирования напряжения в электрических сетях.

В гл. 1 «Устройства регулирования напряжения и реактивной мощности» описаны физические основы действия устройств для генерации и компенсации реактивной мощности в различных режимах и принципы работы устройств регулирования напряжения. Приведены структурные схемы автоматических регуляторов возбуждения синхронных генераторов, даны векторные диаграммы синхронных компенсаторов, их технические характеристики. Рассматриваются параметры основных конденсаторных батарей и реакторов, описываются их регулировочные возможности. Сравниваются технические и технико-экономические параметры батарей конденсаторов и синхронных компенсаторов для разделения областей их применения.

Приведено описание силовых трансформаторов с устройствами регулирования под нагрузкой, принципиальных схем устройств регулирования напряжения с помощью этих устройств. В заключение приводятся принципиальные схемы и регулировочные характеристики статических вентильных источников реактивной мощности.

В гл. 2 «Инженерные методы расчета напряжения в разомкнутых и простых замкнутых сетях» напоминаются основные понятия и даются расчетные формулы для определения параметров режимов электрических сетей, необходимых при регулировании напряжения в сетях простой конфигурации. Приводятся схемы замещения линий, векторные диаграммы напряжений для случая одиночной линии, двух линий, подстанций и разомкнутых сетей с разными номинальными напряжениями. Даются формулы для определения наибольшей потери напряжения в разомкнутой сети и методика расчета для кольцевой линии с несколькими нагрузками.

В гл. 3 «Баланс реактивной мощности и его оценка при расчетах регулирования напряжения» разъясняется необходимость соблюдения его не только по системе в целом, но и по отдельным ее районам и описываются элементы энергосистемы, определяющие значения слагаемых баланса. Разъясняется физический смысл регулирующего эффекта нагрузки по напряжению и лавине напряжения. Даются приближенные оценки потерь реактивной мощности в стали сердечников и сопротивлении обмоток силовых трансформаторов, приводятся значения генерируемой линиями электропередачи реактивной мощности.

Значительное место отводится вопросу определения расходуемой реактивной мощности синхронных генераторов в зависимости от загрузки активной мощностью с учетом ограничений по току ротора и статора. Задача компенсации реактивных нагрузок рассматривается как многоцелевая для обеспечения баланса реактивных мощностей, снижения потерь энергии в сети и регулирования напряжения.

Гл. 4 «Способы регулирования напряжения на низших иерархических уровнях АСДУ» содержит изложение физических основ и технической реализации используемых в электроэнергетических системах методов регулирования напряжения и их сравнительный анализ. Анализируется принцип встречного регулирования напряжения и его реализация различными средствами: регулированием напряжения на электростанциях, районных подстанциях устройствами ПБЗ, РПН, линейными регуляторами. Изложены принципы регулирования напряжения изменением сопротивления сети и изменением потоков реактивной мощности. Глава заканчивается сравнением способов регулирования напряжения и определением области их применения.

В гл. 5 «Расчет напряжений в сложных электрических сетях на ЭВМ» приводится наиболее распространенный вид уравнений состояния электрической сети в форме баланса токов и баланса мощностей и описываются алгоритмы их решения методами Зейделя и Ньютона, получившими распространение в промышленных программах расчета, установившегося режима сети. Описаны основные из этих программ и проведен их сопоставительный анализ. В главе уделено внимание особенностям расчета режимов распределительных разомкнутых сетей.

В гл. 6 «Регулирование напряжения и реактивной мощности как задача оптимизации режима» с единых позиций описаны задачи расчетов установившихся, допустимых и оптимальных режимов. Дан алгоритм комплексной оптимизации режима методом приведенного градиента и ввода режима в допустимую область как задачи нелинейного программирования. Большое внимание уделено задаче расчета оптимальных режимов напряжений и минимизации потерь активной мощности средствами регулирования напряжения, рассмотренные методы расчета анализируются по результатам многочисленных примеров. В заключении главы вновь дается характеристика промышленных программ расчета.

В гл. 7 «Методы и способы регулирования напряжения на верхних иерархических уровнях АСДУ» формируются задачи регулирования напряжения на различных временных уровнях управления — при планировании режимов и при оперативном и автоматическом управлении режимами — и описывается современная организационная структура управления режимами напряжений в электрических сетях. Обсуждаются алгоритмы регулирования напряжения и описываются различные системы управления.

Коллективом авторов написана книга, систематизирующая широкий круг вопросов, связанных с регулированием напряжения в электрических сетях. Книга написана хорошим язы-

в матричной форме и матричное решение этих уравнений, чему также должно быть уделено необходимое внимание в курсе математики.

Преподаватели математики могут возражать, что изложение всех вышеупомянутых вопросов невозможно из-за недостатка общего числа часов, отводимых учебной программой на курс математики. Однако при системном подходе в преподавании на это можно ответить так: с точки зрения интегральной подготовки специалиста (по специальности 0606) гораздо важнее обеспечить должное изучение всех указанных вопросов, совсем спустив или весьма сократив изложение ряда дру-

гих вопросов, пусть полезных с точки зрения курса математики, но не нужных для специальности инженера. К числу таковых можно отнести ряд вопросов формального интегрирования (интегрирование рациональных дробей, тригонометрических функций и др. — для этого есть справочники), изучение фокальных свойств кривых 2-го порядка, уравнений поверхностей и других второстепенных, с точки зрения подготовки инженера по специальности 0606, вопросов.

Несомненно есть и другие требования, выполнение которых предполагает применение системного подхода в преподавании. Их выявлению и поможет предполагаемая дискуссия.

Осип Борисович Брон

(К 90-летию со дня рождения)

Заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, доктору технических наук, профессору Осипу Борисовичу Брону, видному ученому, талантливому инженеру-конструктору, опытному педагогу и общественному деятелю исполнилось 90 лет.

О. Б. Брон родился 9 февраля 1896 г. в г. Клинцы Брянской области. В 1920 г. он окончил физико-математический факультет Харьковского университета, а в 1924 г. — электротехнический факультет Харьковского технологического института. Работая в ХТИ до 1941 г., О. Б. Брон возглавлял лабораторию высоких напряжений и вел дисциплины по специальности аппаратостроения. В 1930 г. за плодотворную научную и педагогическую деятельность ему было присвоено ученое звание профессора, а в 1940 г. после защиты диссертации на тему «Движение электрической дуги в магнитном поле» — ученая степень доктора технических наук.

Педагогическую работу в ХТИ О. Б. Брон сочетал с активной производственной и научно-исследовательской деятельностью на заводе. В 1924 г. он становится организатором первой в стране лаборатории (центральной) на заводе электропромышленности, а в 1924—1941 гг. возглавляет электроизоляционную и аппаратную лаборатории на Харьковском электротехническом заводе.

В период Великой Отечественной войны О. Б. Брон был призван в Военно-морской флот, в рядах которого находился с 1941 по 1950 г. После демобилизации он вернулся к научной и



педагогической деятельности и возглавил кафедру теоретических основ электротехники в Ленинградском институте авиационного приборостроения, а с 1956 г. — в Ленинградском заочном индустриальном институте, позже преобразованном в Северо-Западный заочный политехнический институт. Этой кафедрой он успешно руководил до 1971 г., до 1984 г. являлся профессором этой кафедры.

В 1946 г., еще находясь на военной службе, О. Б. Брон установил связь с заводом «Электросила», которая не прерывается вот уже 40 лет. Осуществляя научное руководство в области

электроаппаратостроения, он помогал заводу в создании крупнейшей по тому времени аппаратной лаборатории, в подготовке научных и инженерных кадров, в создании многих оригинальных конструкций.

Занимаясь многие годы изучением электрической дуги и способов ее гашения, О. Б. Брон обобщил результаты своих исследований в книгах «Электрическая дуга в аппаратах управления» (1954 г.) и «Потоки плазмы в электрической дуге выключающих аппаратов» (1975 г.) Изложению теории и путей осуществления конструкции многоамперных аппаратов посвящена его книга «Электрические аппараты с водяным охлаждением» (1967 г.)

Диапазон исследований О. Б. Брона не ограничивается только областью аппаратостроения. Им проведен ряд оригинальных исследований условий возникновения и распространения кругового огня по коллектору электрических машин постоянного тока, получивших широкое признание как у нас в стране, так и за ее пределами.

Теоретические работы О. Б. Брона, как правило, имеют практический выход, воплощаются в реальные конструкции электрических аппаратов.

О. Б. Брон является инициатором и пионером в применении жидкостного охлаждения в электрических аппаратах. Разработанные заводом «Электросила» при участии О. Б. Брона автоматические выключатели с водяным охлаждением поставляются для крупных установок. Новейшие крупные разработки О. Б. Брона относятся к многоамперным выключателям для химической

ком, материал изложен лаконично и четко, без излишней детализации. При достаточной глубине научного анализа алгоритмических проблем управления режимами напряжений электрических сетей книга примечательна инженерной ориентацией.

Необходимо указать на ряд недостатков:

1. В настоящее время широкое применение находят автоматизированные системы управления в предприятиях электрических сетей (АСУ ПЭС). В книге не рассмотрена в достаточной мере взаимосвязь вопросов регулирования напряжения с задачами, решаемыми в АСУ ПЭС, т. е. недостаточно рассмотрены вопросы регулирования напряжения и компенсации реактивной мощности в распределительных сетях.

2. В гл. 3 следовало бы теснее увязать оценку баланса мощности с задачами регулирования напряжения, а § 3.6 «Компенсирующие устройства» перенести в §§ 1.2 и 1.3 без ущерба для понимания остального материала главы 3. В § 3.7 приведена методика размещения компенсирующих устройств по условию равенства $\cos \phi$ во всех нагрузочных узлах. Соблюдение этого условия едва ли даст оптимальное размещение компенсирующих устройств.

3. Следовало бы более подробно рассмотреть в гл. 6 задачу оптимизации выбора коэффициентов трансформации в трансформаторах низких напряжений, т. е. в трансформаторах с ПБВ и в трансформаторах с РПН в центрах питания распределительных сетей.

4. Недостаточно подробно рассмотрена оптимизация режима в результате снижения неоднородности сети, в частности, размыкание питающих сетей.

5. Ценность приведенных в гл. 6 примеров расчетов оптимизационных задач для простейших электрических сетей и систем повысилась бы существенно, если бы они были ориентированы не только на большие ЭВМ типа ЕС-1022, но и на микро-ЭВМ и микрокалькуляторы. Именно применение микро-ЭВМ позволит инженерам непосредственно проводить расчеты по оптимизации напряжений и реактивной мощности, аналогичные примерам в § 6.4.

6. Очень подробно описаны методы и алгоритмы расчета режима напряжений при автоматическом управлении (§ 7.3), разработанные авторами. В то же время следовало бы более подробно описать математическое обеспечение соответствующих задач АСДУ, которое нашло широкое применение в практике эксплуатации энергосистем.

Несмотря на высказанные замечания книга, безусловно, будет способствовать повышению квалификации персонала электрических сетей, улучшению подготовки инженеров-электриков по электрическим системам и электроснабжению промышленных предприятий; она будет полезна и научным работникам, исследующих режимы электрических сетей для разработки средств регулирования и систем автоматизации управления ими. В этом смысле рецензируемая книга имеет важное народнохозяйственное значение.

КЕРИМОВ А. М., ГУРФИНКЕЛЬ Е. Б., ГУСЕЙНОВ А. М.,
РАДЖАБОВ Ф. Н., МАМЕДЬЯРОВ О. С.

промышленности. Для тех же целей разработаны уникальные выключатели на токи 100 и 150 кА. Лицензии на них проданы в Румынию, Болгарию и Турцию. Патенты получены в ФРГ, США, Франции и Италии. На основе своих исследований О. Б. Броном была предложена компактная пламягасительная решетка, которая теперь применяется в контактных и автоматических выключателях.

Дальнейшие работы в области электрической дуги привели к созданию принципиально нового способа гашения магнитного поля крупных электрических машин. Необходимость в нем особенно обострилась в связи со строи-

тельством Куйбышевской и Сталинградской ГЭС. Такими автоматами защищены также гидрогенераторы Братской и Саяно-Шушенской ГЭС. Ими теперь снабжаются все крупные турбо- и гидрогенераторы на электростанциях.

О. Б. Брон лично и вместе со своими учениками опубликовал 325 научных работ и получил 75 патентов на изобретения. За годы педагогической и научной деятельности он воспитал большой отряд советских специалистов, инженеров и научных работников.

На протяжении всей своей трудовой жизни О. Б. Брон принимал активное участие в общественной деятельности. В 1945 г. он был принят в члены

КПСС, много лет работал пропагандистом и агитатором, руководителем философского семинара, избирался в состав партбюро СЗПИ. К пропаганде марксистско-ленинского мировоззрения должна быть отнесена и его книга «Электромагнитное поле как вид материй» (1962 г.). О. Б. Брон участвует в работе НТО со времени его основания. Является членом редколлегии журнала «Электромеханика», входит в редсовет Энергоатомиздата.

Правительство высоко оценило деятельность О. Б. Брона, наградив его орденами Ленина, Отечественной войны I и II степени и медалями.

Группа товарищей и учеников

Лев Израилевич Столов

(К 80-летию со дня рождения)

Л. И. Столов родился 20 декабря 1905 г. в Кишиневе. Инженерную деятельность начал в 1928 г. на Харьковском электромеханическом заводе после окончания Донского политехнического института.

С 1931 г. Л. И. Столов работал в казанском управлении «Центроэлектромонтаж». Под его руководством были разработаны проекты электроснабжения, подстанций и сетей ряда крупнейших строек Поволжья и Урала. В период Великой Отечественной войны Л. И. Столов осуществлял руководство проектными работами, направленными на расширение энергетической базы ТАССР и ряда прилегающих районов.

Параллельно с активной инженерной деятельностью Л. И. Столов вел научно-педагогическую работу в вузах, вначале в Казанском энергетическом, а с 1934 г. — в Казанском авиационном институтах.

В 1939 г. в Казанском авиационном институте под руководством Л. И. Столова была создана кафедра электрических машин, которую он возглавлял в течение 37 лет. В настоящее время Л. И. Столов является профессором этой кафедры. По инициативе Л. И. Столова в Казанском авиационном институте была открыта специальность «Авиационное и автотракторное электрооборудование».

В 1947 г. Л. И. Столов защитил



кандидатскую диссертацию, в 1964 г. — докторскую на тему «Вопросы теории электрических микродвигателей в применении к микроприводу», в 1966 г. ему присвоено звание профессора.

Широка и многогранна научная деятельность Л. И. Столова. Под его

руководством выполнены оригинальные исследования в области специальных электрических микромашин и микроэлектроприводов, результаты этих исследований внедрены в промышленность.

Перу Л. И. Столова принадлежит более 100 научных и научно-методических работ, две монографии: «Моментные двигатели с постоянными магнитами» и «Авиационные моментные двигатели», написанные совместно с учениками. В настоящее время подготовлена новая монография по моментным двигателям, в которой отражены последние достижения в этой области. Л. И. Столовым подготовлено 20 кандидатов наук.

Член КПСС Лев Израилевич Столов принимает активное участие в общественной жизни. В настоящее время он является членом ряда научно-методических и научно-технических советов, редактором межвузовского сборника «Электрооборудование летательных аппаратов», активным корреспондентом журнала «Электричество».

За плодотворную научно-педагогическую и инженерную деятельность Л. И. Столову присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники ТАССР, он награжден медалями.

Сердечно поздравляем юбиляра, желаем ему здоровья и дальнейших творческих успехов.

Группа товарищей и учеников



Степан Давыдович Купальян

29 ноября 1985 г. скоропостижно скончался профессор Степан Давыдович Купальян. Ушел из жизни замечательный человек, видный специалист в области теории электрических цепей и теории электромагнитного поля, блестящий преподаватель, воспитавший не одно поколение инженеров электро- и радиосвязи.

Степан Давыдович Купальян родился 18 февраля 1907 г. в Тифлисе, где окончил политехнический институт. С 1934 г. он преподавал в Московском электротехническом институте связи на кафедре теоретических основ электротехники (ныне кафедра теории линейных электрических цепей). В 1954 г. С. Д. Купальян защитил кандидатскую диссертацию, а в 1968 г. был утвержден в ученом звании профессора.

В 1941 г. С. Д. Купальян ушел на фронт, воевал на Курской дуге и на Украине, освобождал Чехословакию, Австрию.

С 1945 г. Степан Давыдович снова в институте связи, где широко раскрылся его талант прекрасного преподава-



теля, автора учебников по курсу теории электромагнитного поля, выдержавших ряд изданий как в нашей стране, так и за рубежом.

До самых последних дней Степан Давыдович активно работал в институте, вел научную работу, принимал участие в модернизации курса теории электрических цепей. Он щедро передавал свои знания и опыт коллегам и преподавателям не только своего, но и других вузов страны.

Степан Давыдович занимался большой общественной работой, входил в правление общества СССР — Нидерланды.

Деятельность С. Д. Купальяна была высоко оценена государством — он награжден орденом Ленина, орденами Красной Звезды и Отечественной войны, многими медалями.

Светлая память о Степане Давыдовиче навсегда сохранится в сердцах его друзей, коллег, учеников.

Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10,
Телефон 924-24-80

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 13.03.86	Подписано в печать 28.04.86	Т-11010	Формат 60×90 ¹ / ₁₆	Печать высокая	Усл. печ. л. 10	Усл. кр.-отт 10,5
	Уч.-изд. л. 12,82		Тираж 5708 экз.	Заказ 738		

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10. Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 142300 г. Чехов Московской области

СОДЕРЖАНИЕ

Башарин А. В., Борцов Ю. А., Бычков Ю. А., Васильев А. С., Коськин Ю. П. Ленинградскому электротехническому институту имени В. И. Ульянова (Ленина) — 100 лет	1	Шестопапов А. М. О расчете параметров асимметрии трехфазного напряжения	51
Ковалев И. Н. Оптимизация выбора компенсирующих устройств в электрических сетях	5	Мамошин Р. Р., Попов П. К. Расчет режимов работы приемников электроэнергии при несинусоидальном питающем напряжении	55
Михайлов А. К. Энергетические показатели системы «зарядно-разрядный преобразователь — емкостный накопитель»	10	Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. Токи поляризации в структурно-неоднородных диэлектриках	57
Жуков С. Ф. Тесты для устройств релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах	15	Минакова Н. Н., Сквирская И. И., Ушаков В. Я. Высоковольтные характеристики материала на основе каучука с углеродным наполнителем для объемных резисторов	59
Попов В. И. Принципы формирования схем совмещенных обмоток электрических машин	20	Широков А. Г. Регулятор момента асинхронного двигателя при питании от управляемого источника тока	60
Милых В. И. Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей	27	Михайлов Л. А. Нагрев электрической машины при циклической нагрузке	63
Ефименко Е. И. Анализ работы явнополюсных машин с несимметричными обмотками	32	Шуцкий В. И., Ситчихин Ю. В., Сидоров А. И. Характеристики звеньев структурной модели электропоражения при напряжении выше 1000 В	65
Кобзев А. В., Михальченко Г. Я. Характеристики преобразователей параметров электрической энергии в системах с многозонной импульсной модуляцией	38	Манойлов В. Е. К вопросу о гарантированной электробезопасности	67
Негушил А. В. О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин	43	Казаков О. И. О возможности преобразования полного n -угольника резисторов в n -лучевую звезду	69
СООБЩЕНИЯ		ДИСКУССИИ	71
Шлейфман И. Л. Переходные процессы при включении мощных конденсаторных батарей	48	БИБЛИОГРАФИЯ	75
		ХРОНИКА	76

CONTENTS

Basharin A. V., Bortsov U. A., Bichkov U. A., Vasiliev A. S., Koskin U. P. — The 100-th Anniversary of the V. I. Ulyanov (Lenin) Leningrad Electrotechnical Institute	1	balanced Three-Phase Voltages	51
Kovalyev I. N. — Optimization of Compensating Apparatus Employed in Power Systems	5	Mamoshin R. R., Popov P. K. — Calculating the Performance of Electric Loads for a Non-Sinusoidal Supply Voltage	55
Mikhailov A. K. — The Energy Characteristics of a "Charging-Discharging Converter With Capacitance Store" System	10	Kostiukov N. S., Skripnikov U. S. — Polarization Currents in Structurally Non-Homogeneous Dielectrics	57
Zhukov S. F. — Tests of Integrated Microcircuit-Based Protective Relay and Automation Devices	15	Minakova N. N., Skvirskaya I. I., Ushakov V. J. — The High-Voltage Characteristics of a Material Based on Carbon-Filed Rubber Employed in Bulk Resistors	59
Popov V. I. — Principles for Forming Aligned Windings in Electrical Machines	20	Shirokov A. G. — A Torque Regulator for an Induction Motor Fed From a Controlled Current Source	60
Milikh V. L. — Synthesis of the Magnetic Field in Electrical Machines on the Basis of Plane-Orthogonal Analyzers	27	Mikhailov L. A. — Heating in a Cyclic Loaded Electric Machine	63
Yefimenko E. I. — Analysis of the Performance of Salient-Pole Machines Having Unsymmetrical Windings	32	Shutski V. I., Sitchikhin U. V., Sidorov A. I. — Characteristics of Elements in a Structural Model for Electrical Shocks at Voltages Above 1000 V	65
Kodzev A. V., Mikhailchenko G. J. — Characteristics of Electric Energy Parameter Converters in Systems Having Multi-Zone Pulse Modulation	38	Manoilov V. E. — On Guaranteed Electrical Safety	67
Netushil A. V. — On the System Approach for Teaching Subjects in Electrical Engineering	43	Kazakov O. I. — On Conditions for Transforming an Arbitrary n -Terminal Resistance Network Into an n -Terminal Star Network	69
REPORTS		DISCUSSION	71
Shleifman I. L. — Large Capacitor Bank Switching Transients	48	BIBLIOGRAPHY	75
Shestopalov A. M. — On Calculating the Parameters of Un-		CHRONICLE	76

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311.1.076.12.001.24

Оптимизация выбора компенсирующих устройств в электрических сетях. К о в а л е в И. Н. — «Электричество», 1986, № 5
Расчетным путем оценивается эффективность оптимизации выбора компенсирующих устройств в промышленных сетях и сетях 110—330 кВ районных энергосистем. Показано, что в первом случае эффективность достигается в основном за счет рациональной структуры компенсации реактивных нагрузок. Во втором случае эффект зависит от способа размещения заданного ресурса компенсирующих устройств в узлах сети. Библ. 13.

УДК 621.319.44:621.314.57.001.24

Энергетические показатели системы «зарядно-разрядный преобразователь — емкостный накопитель». М и х а й л о в А. К. — «Электричество», 1986, № 5
Предложен метод определения энергетических характеристик системы независимо от значений емкости накопителя и времени заряда. Мощность и к. п. д. емкостно-аккумулирующей электростанции рассчитываются в функции от напряжения на емкостном накопителе. Библ. 4.

УДК 621.316.925.2.004.5

Тесты для устройств релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах. Ж у к о в С. Ф. — «Электричество», 1986, № 5.
Рассматривается решение задачи построения тестов для логической части релейной защиты и автоматики, заключающееся в выделении в логической структуре существенных путей, дефекты элементов которых проявляются как искажения выходных сигналов при подаче диагностических воздействий.

Показана применимость метода построения тестов для сложных структур, реализованных на интегральных микросхемах и содержащих комбинационную часть, элементы памяти и элементы выдержки времени. Библ. 9.

УДК 621.313.3.045.001.24

Принципы формирования схем совмещенных обмоток электрических машин. П о п о в В. И. — «Электричество», 1986, № 5.
Дана классификация схем совмещенных обмоток статора и ротора бесколлекторных электрических машин совмещенного типа, сформулированы основные принципы формирования отдельных видов совмещенных электромашиных обмоток. Приведены их развернутые схемы, диаграммы э. д. с., м. д. с. и параметры. Показано применение структурных матриц обмоток для синтеза совмещенных электромашиных обмоток. Библ. 26.

УДК 621.313.018.782.3.001.24

Анализ работы явнополюсных машин с несимметричными обмотками. Е ф и м е н к о Е. И. — «Электричество», 1986, № 5
Рассмотрены особенности физических процессов в машинах с двухсторонней несимметрией обмоток и явнополюсным ротором. Выявлены спектры частот токов статора и ротора и схема их взаимодействий. Для исследования переходных режимов введены понятия временных векторов, их составляющих f , b и система «элементарных» составляющих. Путем увеличения числа уравнений напряжений до числа элементарных переменных и особого преобразования последних (унифицирования) получены дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами, а также комплексные алгебраические уравнения и цепочечные схемы для установившихся режимов.

Проведено преобразование выражения для электромагнитного момента. Особо рассмотрен синхронный режим с постоянным возбуждением. Для анализа любых режимов используется единая концепция вращающихся волн. Библ. 9.

УДК 621.316.722:621.314.2

Характеристики преобразователей параметров электрической энергии в системах с многозонной импульсной модуляцией. К о б з е в А. Б., М и х а л ь ч е н к о Г. Я. — «Электричество», 1986, № 5
Рассмотрена математическая модель выходных сигналов преобразователей электрической энергии с многозонной импульсной модуляцией. Проанализированы характеристики регулирования постоянного и переменного напряжений, а также характеристики усиления сигналов при изменении их амплитуды и частоты. Анализ позволил дать количественную оценку точности воспроизведения (усиления) сигналов в сравнении с традиционными импульсно-модуляционными методами, сформулировать практические рекомендации. Библ. 8.

УДК 621.319.44.018.782.3

Переходные процессы при включении конденсаторных батарей. Ш л е й ф м а и И. Л. — «Электричество», 1986, № 5.
Рассмотрены переходные процессы при трехфазном включении конденсаторной батареи в системе с заземленной нейтралью с учетом индуктивности контура возврата тока через землю. Показано, что при неодновременном включении полюсов выключателя в цепи батарей скорость нарастания тока включения может быть больше, чем при включении на короткое замыкание, в 1,3—1,4 раза. Даны рекомендации по выбору выключателей, установленных в цепи батарей, по условию обеспечения надежного включения переходного тока, а также по методике испытаний выключателей. Библ. 6.

УДК 621.372.015.018.783.001.24

Расчет режимов работы приемников электроэнергии при несинусоидальном питающем напряжении. М а м о ш и н Р. Р., П о п о в П. К. — «Электричество», 1986, № 5
Разработан метод расчета режимов работы приемников электроэнергии при несинусоидальном напряжении с заданными формой и мгновенными значениями этого напряжения, позволяющий на основе преобразования Лапласа использовать метод припасовывания и ЦВМ. Библ. 3.

УДК 621.315.61.095.1.001.24

Токи поляризации в структурно-неоднородных диэлектриках. К о с т ю к о в Н. С., С к р и п н и к о в Ю. С. — «Электричество» 1986, № 5.
Рассмотрены временные зависимости тока поляризации $I(t)$ в структурно-неоднородных ионных диэлектриках. Получено, что вид $I(t)$ зависит от коэффициента $\gamma = kT/\beta E_0$ (β — структурный параметр) и изменяется от $I(t) \propto \exp(-t/\tau_0)$ для $\gamma \geq 4$ до $I(t) \propto t^{-(1-\gamma)}$ (для $t < \tau_0$) и $I(t) \propto t^{-(1+\gamma)}$ (для $t > \tau_0$) в области значений $0 < \gamma < 0.5$. Рассмотрена связь $I(t)$ с диэлектрическими параметрами ϵ_2 и ϵ_1 , а также зависимость $I(t)$ от концентрации пространственных дефектов. Библ. 7.

УДК 612.014.424.001.57

Характеристики звеньев структурной модели электропоражения при напряжении выше 1000 В. Ш у ц к и й В. И., С и т ч и х и н Ю. В., С и д о р о в А. И. — «Электричество», 1986, № 5
Логико-вероятностным методом исследована структурная модель электропоражения и определена весовость ее элементов. Получены дифференцированные характеристики элементов схемы при ее структурных изменениях. Библ. 5.

УДК 612.014.424.4

К вопросу о гарантированной электробезопасности. М а н о й л о в В. Е. — «Электричество», 1986, № 5.
Предложено пересмотреть существующие понятия «фибрилляционного» и «неотпускающего» тока и учитывать различные факторы, влияющие на степень поражения электрическим током. Библ. 3.