

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1975



ИЗДАТЕЛЬСТВО • ЭНЕРГИЯ •

12

Московский энергетический институт

(К 70-летию со дня основания института)

Ректор МЭИ, проф. ЧИЛИКИН М. Г.

В декабре 1905 г. в Московском высшем техническом училище была создана электрическая специализация, на базе которой возник Московский энергетический институт. В дореволюционные годы только 74 инженера-электрика окончили институт.

После Великой Октябрьской Социалистической революции из стен МЭИ вышло около 70 тыс. специалистов, работающих во всех уголках нашей Родины и во многих зарубежных странах, поэтому Московский энергетический институт по праву считается детищем Советской власти, детищем Ленинского плана электрификации страны.

В 1917 г. электротехническая специализация была преобразована в самостоятельное отделение, а в 1918 г. на ее основе был открыт электротехнический факультет во главе с одним из основоположников московской электротехнической школы проф. К. А. Кругом.

После утверждения в декабре 1920 г. VIII съездом Советов плана ГОЭЛРО начался новый этап в развитии МЭИ. План электрификации России был первым в истории человечества научно обоснованным планом создания фундамента социализма на основе электрификации. В. И. Ленин разработал стройное учение об электрификации как материально-технической базе коммунизма, пророчески предсказав, что «электрификация переродит Россию».

Институт рос и развивался вместе со страной, в его истории ярко отражены важнейшие этапы развития энергетики и электротехники.

Для претворения в жизнь плана ГОЭЛРО необходимо было в кратчайший срок подготовить большой отряд квалифицированных специалистов. По личному указанию В. И. Ленина электротехническому факультету было предоставлено большое по тем временам здание, в котором разместились учебные аудитории и лаборатории, и выделены не-

обходимые средства для приобретения за границей новейшего лабораторного оборудования.

Электрификация страны вызвала серьезные качественные изменения в характере и темпах развития электроэнергетики и теплоэнергетики, что, в свою очередь, оказало влияние на организацию и совершенствование методики учебного процесса.

Строительство крупных электростанций и сооружение высоковольтных линий электропередач и сетей потребовало создания мощных турбо- и гидрогенераторов, производства трансформаторов и разнообразной электротехнической аппаратуры.

Объединение мощных электростанций в районные системы и эксплуатация высоковольтных линий передач выдвинули ряд сложных научно-технических проблем в области электроаппаратостроения, электропривода, преобразовательной и электроизоляционной техники, электроприборостроения, средств измерения и автоматики.

Развитие электрификации потребовало решения разнообразных научно-технических задач также и в области тепло- и гидроэнергетики и энергомашиностроения.

Решение этих важных задач электрификации страны нашло отражение в учебных планах электротехнического факультета, который стал готовить инженеров трех специализаций: производство, распределение и применение электроэнергии; электромашиностроение; электрическая связь. Позднее на основе этих специализаций в МЭИ были созданы кафедры и факультеты.

Уже в 20-х годах учебные планы электротехнического факультета предусматривали глубокую общетеоретическую и общественно-экономическую подготовку инженеров энергетиков и электриков. В создании новых курсов, тесно связанных с развитием научно-технического прогресса, участвова-

ли крупнейшие ученые и инженеры, имевшие огромный опыт в области проектирования, строительства, эксплуатации электрических станций и сетей, электромашиностроения, котло- и турбостроения. Среди них профессора М. К. Поливанов, Н. И. Сушкин, А. А. Глазунов (электрические станции), К. А. Круг, К. И. Шенфер (основы электротехники и электромашиностроение), Л. И. Сиротинский (техника высоких напряжений), В. С. Кулебакин (электрические аппараты), М. В. Шулейкин (радиотехника), С. И. Вавилов (светотехника), К. В. Кирш, Л. К. Рамзин, Б. М. Ошурков (котлостроение и двигатели внутреннего сгорания), Н. И. Мерцалов (термодинамика), И. И. Куколевский (гидравлические машины).

С 1929 г. электротехнический факультет начал подготовку инженеров-теплотехников и тепломехаников.

Наряду с электротехническим факультетом в Москве существовал еще один крупный центр подготовки инженеров-энергетиков — электропромышленный факультет Института народного хозяйства им. Г. В. Плеханова (ИНХ). В 1928 г. в учебном плане факультета было пять специализаций: районное и городское электрохозяйство, фабрично-заводское электрохозяйство, электрическая тяга, радио- и электротехнология. Среди преподавателей этого факультета были видные ученые — профессора И. Г. Александров (гидравлика), Б. И. Угримов (электротехника и техника высоких напряжений), С. И. Курбатов (электрические машины).

В 1930 г. в соответствии с решением ноябрьского Пленума ЦК ВКП(б) (1929), указавшего на необходимость создания специализированных вузов, готовящих специалистов для важнейших отраслей народного хозяйства, на базе электротехнического факультета МВТУ и электропромышленного факультета ИНХ был образован Московский энергетический институт.

Большую роль в улучшении деятельности МЭИ, как и всей высшей школы, сыграло постановление ЦИК СССР в сентябре 1932 г., в котором подчеркивалась необходимость повышения уровня теоретической подготовки специалистов, усиления связи вузов с производством, развития самостоятельной работы студентов. В соответствии с этим постановлением была упорядочена организационная структура вузов, восстанавливалась факультетская система, повышалась роль кафедр как основного учебного, методического и научно-исследовательского звена.

Научно-технический прогресс во второй пятилетке был связан с решением главной задачи — завершением реконструкции всего народного хозяйства. Рост масштабов электрификации страны потребовал от МЭИ усиления темпов и повышения качества подготовки специалистов в области электротехники, теплотехники, электромашиностроения, электроаппаратостроения, электросвязи. Молодые специалисты должны были обладать не только техническими, но и экономическими знаниями. Все это и учитывала новая структура МЭИ.

В 1932 г. на основе существовавших цикловых комиссий было организовано шесть факультетов: электроэнергетический, теплотехнический, электромашинаппаратостроения, электрического транспорта, инженерно-экономический, электросвязи.

Развитие автоматизации и механизации производственных процессов потребовало создания новых факультетов для подготовки специалистов в области автоматики, телемеханики, радиоэлектроники. В 1933 г. был организован физико-энергетический факультет, который вскоре был объединен с факультетом связи и стал называться электрофизическим факультетом. В 1938 г. из него выделился радиотехнический факультет.

В предвоенном 1940 г., когда МЭИ отмечал свое 35-летие, правительство наградило институт орденом Ленина. Один из крупнейших вузов страны, МЭИ был назван кузницей высококвалифицированных инженерных и научных кадров.

Во время войны преподаватели и студенты МЭИ на фронте и в тылу вместе со всем народом нашей страны ковали победу над врагом. В МЭИ были созданы новые факультеты и кафедры, оборудованы лаборатории, разработаны учебные планы, учитывающие запросы бурно развивающихся электро- и теплоэнергетики. В 1943 г. был создан энергомашиностроительный факультет, а в 1945 г. — факультеты гидроэнергетический и электрификации промышленности и транспорта. В три раза по сравнению с 1940 г. возрос объем научных исследований, большая часть которых соответствовала оборонной тематике. За годы войны выпущено более 1300 инженеров.

В послевоенные годы в МЭИ резко возрастает прием студентов и, следовательно, выпуск специалистов, создаются новые специальности, вызванные научно-техническим прогрессом, — радиоэлектроника, вычислительная техника. В 1953-54 учебном году для подготовки специалистов в области промышленной теплоэнергетики, автоматизации производственных процессов, холодильной и криогенной техники создается еще один факультет — промышленной теплоэнергетики.

К 50-летию юбилею (1955 г.) МЭИ дал стране более 17 тыс. специалистов; почти втрое (по сравнению с 1940 г.) увеличилось число студентов и вдвое возрос коллектив преподавателей.

Последние два десятилетия деятельности института ярко отражают бурное развитие науки и техники, вызванное научно-технической революцией.

Превращение науки в непосредственную производительную силу приводит к все более ощутимым изменениям в производстве и всех сферах общественной жизни. В условиях научно-технической революции роль высшей школы существенно возрастает: от качества подготовки выпускаемых специалистов зависят темпы и эффективность важнейших технико-экономических и социальных преобразований.

XXIV съезд КПСС поставил перед нашей страной историческую задачу — органически соединить достижения научно-технической революции с преимуществами социалистической системы хозяйства.

Московский энергетический институт непрерывно совершенствует учебный процесс, подготавливая специалистов, сочетающих хорошие профессиональные знания с высокой идеологической закалкой, способных умело использовать преимущества социализма и новейшие достижения науки и техники. МЭИ превратился в крупный учебно-научный комплекс. Он является одним из ведущих в стране вузов подготовки энергетических и электротехнических кадров и одновременно научно-исследовательским центром, имеющим свою производственную базу и тесно связанным с промышленными предприятиями страны.

Создание проблемных и отраслевых лабораторий, успешно решающих сложные научно-технические проблемы комплексного хозяйства, явились новым, качественным этапом в развитии научной деятельности коллектива МЭИ.

За время, прошедшее после XXIV съезда КПСС, был опубликован ряд важнейших документов, в которых конкретизируется задача обучения и воспитания молодых специалистов в современных условиях. Среди них особое значение имеют Постановление ЦК КПСС и Совета Министров СССР от 18 июля 1972 г. «О мерах по дальнейшему совершенствованию высшего образования в стране» и Постановление ЦК КПСС от 5 июня 1974 г. «О работе в Московском высшем техническом училище имени Н. Э. Баумана и Саратовском государственном университете имени Н. Г. Чернышевского по повышению идейно-теоретического уровня преподавания общественных наук».

Основные направления воспитательной работы со студенческой молодежью всесторонне определены в речи Л. И. Брежнева на Всесоюзном слете студентов. В этой речи четко и ясно сформулированы требования, которым должен удовлетворять выпускник советской высшей школы: «Советский специалист сегодня — это человек, который хорошо овладел основами марксистско-ленинского учения, ясно видит политические цели партии и страны, имеет широкую научную и практическую подготовку, в совершенстве владеет своей специальностью».

Совершенствование единой системы обучения и воспитания студенчества, органическое соединение процесса приобретения разносторонних профессиональных знаний с глубокими коммунистическими убеждениями составляют основу учебно-воспитательной деятельности коллектива МЭИ.

Существенной особенностью воспитательного процесса в наши дни является его комплексный, системный характер. Речь идет о единстве идеологического, профессионального, нравственного, эстетического и физического воспитания. Ректорат и партийный комитет института добиваются того, чтобы каждый преподаватель активно участвовал в воспитательном процессе и на конкретных примерах своей специальности помогал студентам формировать основы марксистско-ленинского мировоззрения.

Одно из проявлений научно-технической революции заключается в том, что профессиональные прикладные знания относительно быстро стареют.

Поэтому исключительное значение для образования современного инженера приобретают общенаучные фундаментальные знания и навыки к самостоятельной работе, овладение которыми позволит специалисту творчески решать новые сложные научно-технические проблемы. При этом будущий инженер должен хорошо владеть математическим аппаратом, электронно-вычислительной техникой, знать технические средства инженерного труда.

Эти важнейшие особенности организации современного вузовского учебного процесса нашли свое отражение в учебных планах и программах МЭИ.

В основе организации учебного процесса в нашем институте лежит принцип планирования всего учебного времени студента, включая не только обязательные занятия по расписанию, но и самостоятельную работу.

Являясь одним из ведущих базовых вузов страны, МЭИ уже около 30 лет работает по индивидуальным учебным планам, отражающим опыт учебно-методической и научной деятельности большого коллектива института. Новые учебные планы, утвержденные в 1973 г., отражают два важнейших принципа — единый комплекс обязательных и самостоятельных занятий (примерное соотношение 1:0,7) и усиление физико-математической базы, введение для всех специальностей курсов: основы программирования, численные методы, вычислительная техника в инженерных и экономических расчетах. Важной особенностью индивидуальных планов МЭИ является то, что в их основу положены учебные дисциплины, сложившиеся под воздействием научно-технического прогресса.

Среди новых специальностей, созданных в последние годы, можно отметить такие, как атомные электростанции и установки, инженерная теплофизика, кибернетика электрических систем, радиофизика и электроника, оптикоэлектронные приборы, инженерная электрофизика, автоматизированные системы управления, криогенная техника и ряд других. Эти специальности в новых учебных планах выделены в межкафедретскую группу. Выпускники, получившие такие специальности, имеют хорошую физико-математическую подготовку, владеют основами вычислительной техники, теории автоматического регулирования, информации и электроники. Студенты изучают основы кибернетики, теорию и технические средства автоматизированных систем управления, техническую бионику, теорию подобия, математическое и физическое моделирование. Большое внимание уделяется самостоятельным теоретическим и экспериментальным исследованиям по наиболее актуальным вопросам науки и техники.

Особенностью учебного процесса в МЭИ является также развитие у студентов творческих методов работы. Свыше 25 лет назад в нашем институте впервые были введены дни самостоятельных занятий и внесены в учебные планы обязательные занятия творческого характера — учебные исследовательские работы (УИР). В новые учебные планы, кроме УИР, выполнение которых предусмотрено на IV курсе, включены на V курсе научные исследовательские инженерные работы

(НИИР), по существу являющиеся дальнейшим развитием УИР, по выполняемые студентами при участии в хозяйственных или госбюджетных работах кафедр. Развитие УИР и НИИР являются дальнейшим шагом на пути объединения в учебно-воспитательном процессе обучения и научно-технического творчества.

Научно-технический прогресс требует от высшей школы улучшения экономического образования студентов. Будущий инженер — организатор производства — должен хорошо знать экономические законы развития общества, планирование и управление производственными процессами. В связи с этим существенно перестроено содержание курсов, читаемых кафедрой экономики промышленности и организации предприятий, с целью отражения актуальных вопросов совершенствования прогнозирования и экономического стимулирования производства.

Большое внимание уделяется улучшению производственного обучения студентов. Новый учебный план предусматривает три производственных практики: технологическую, специальную и преддипломную. Как правило, практика проходит на передовых предприятиях, электростанциях, в НИИ и КБ.

Совершенствование учебного процесса все более связывается с индивидуальным обучением, внедрением разнообразных технических средств (кино, телевидение, радио и т. д.) программированного обучения. МЭИ — один из первых вузов страны, приступивших к созданию больших специализированных аудиторий, оснащенных новейшими техническими средствами обучения.

С каждым годом расширяется использование студентами вычислительной техники. Уже на младших курсах студенты знакомятся с электронными клавишными машинами, а позднее при выполнении расчетов и проектов пользуются разнообразными ЭВМ, установленными на кафедрах и в вычислительном центре МЭИ. В 1973 г. при ВЦ МЭИ для студентов был открыт специальный вычислительный зал.

Для контроля знаний оборудованы кабинеты автоматического контроля текущей успеваемости студентов (КАКТУС) с машинами «Экзаменатор МЭИ» и «Репетитор МЭИ». Завершается разра-



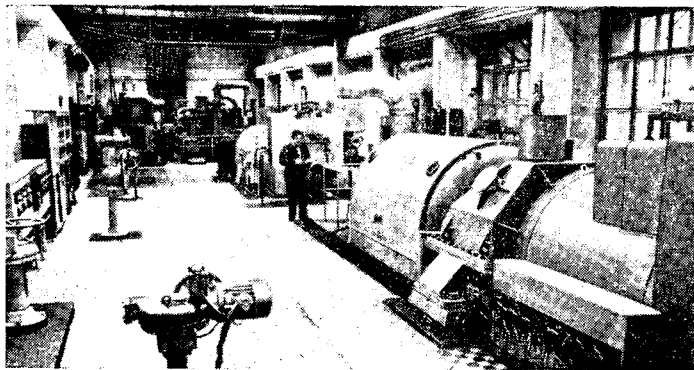
Кабинет автоматического контроля текущей успеваемости студентов.

ботка автоматической системы обучения АСО МЭИ. С 1970 г. в институте действует уникальная телевизионно-информационная система с учебным телецентром. Технические средства установлены в лингафонных аудиториях кафедр иностранных языков.

МЭИ сегодня — это один из крупнейших политехнических вузов страны.

В Москве, Смоленском и Казанском филиалах обучается около 25 тыс. студентов, из них 17 тыс. на дневных, 8 тыс. на вечерних факультетах. Ежегодно из стен МЭИ выпускается свыше 3,5 тыс. инженеров по 45 специальностям.

На 95 кафедрах работают 1900 штатных преподавателей. Среди них около 140 профессоров, 600 доцентов, 260 старших преподавателей и 600 ассистентов. В штате института шесть академиков и членов-корреспондентов АН СССР, более 120 докторов, 830 кандидатов наук. Звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР имеют 12 профессоров, лауреатами Ленинской и Государственной премий являются 35 ученых МЭИ. Десятки преподавателей и сотрудников института награждены орденами и медалями за успешную учебную и научную деятельность.



ТЭЦ МЭИ.



Телецентр МЭИ.

МЭИ является одной из ведущих организаций страны по разработке многих современных научно-технических проблем. В 13 проблемных, 10 отраслевых и 128 учебных лабораториях проводятся научные исследования по важнейшим научным направлениям.

Основные научные исследования, над которыми работают ученые института, посвящены актуальным проблемам развития народного хозяйства Советского Союза; многие из них выполняются по координационным планам Государственного Комитета Совета Министров СССР по науке и технике и Академии наук СССР.

МЭИ является базовым вузом МВ и ССО СССР, в связи с этим профессора и доценты института направляются для чтения лекций, участия в работе Государственных экзаменационных комиссий, консультаций по учебным, организационным, воспитательным и научным вопросам во многие вузы страны.

В центре внимания ректората — подготовка учебников и учебных пособий. Только за последние 10 лет учеными института издано 396 учебников, учебных пособий и монографий.

Большое внимание в институте уделяется работе по повышению квалификации преподавателей вузов страны. Профессора и преподаватели более 300 вузов страны повысили свою квалификацию в МЭИ за последние годы. Организация научно-методических семинаров, конференций и симпозиумов — характерная особенность деятельности института.

Московский энергетический институт активно развивает международные научно-технические связи. Он имеет договора о непосредственном учебно-методическом и научно-техническом сотрудничестве с большим числом вузов и фирм: Техническим университетом Дрездена, Высшей технической школой Ильменау, Высшей инженерной школой Циттау и народным предприятием «Бергманн-Борзиг» (ГДР), Словацкой высшей технической школой в Братиславе, фирмами «Школа» и «Электро-свит» (ЧССР), Будапештским техническим университетом (ВНР), Софийским высшим машино-электротехническим институтом (НРБ), Гаванским университетом (Куба), Монгольским государственным университетом, Инженерной школой Туниса.

В рамках договоров о непосредственном сотрудничестве ведутся совместные научно-исследовательские работы по таким важным направлениям, как атомная энергетика, вычислительная техника, атоматика, электроника, турбостроение, электрические системы, автоматизированный электропривод, электротермия, криогеника и т. д., осуществляется обмен преподавателями, стажерами и студентами, проводятся совместные научно-технические конференции, семинары и симпозиумы, установлен регулярный обмен информацией. В МЭИ обучается свыше 1000 студентов, аспирантов и стажеров из 67 стран Европы, Азии, Африки и Латинской Америки. За послевоенные годы для 45 стран мира подготовлено 1684 инженера и магистра технических наук, свыше 300 кандидатов технических наук и 1 доктор технических наук.

За большой вклад в подготовку специалистов для ГДР Московский энергетический институт в 1971 г. награжден правительством ГДР орденом «Знамя труда».

Ежегодно более тридцати преподавателей института находятся в длительных командировках, принимая участие в учебном процессе вузов Кубы, ЧССР, ГДР, Алжира, Туниса, Афганистана, Гвинеи, Непала, Эфиопии, Индии, Финляндии и др. Более десяти лет МЭИ проводит летние курсы русского языка для молодежи Франции, ВНР, ЧССР, ГДР.

Ведущие ученые института регулярно принимают активное участие в международных конгрессах, конференциях, симпозиумах, сотрудничают с такими организациями, как ЮНЕСКО, МАГАТЭ, МИРЭК, МЭК.

Обширные и разнообразные международные связи Московского энергетического института снискали ему мировую известность и признание.

Будущее МЭИ в значительной мере определяется сегодняшними потребностями науки и производства и тенденцией их дальнейшего развития.

Разработка принципов рационального развития МЭИ опирается на системный подход, который, в частности, позволит определить: оптимальную загрузку и эффективное использование преподавательских кадров и материально-технической базы института; пропорции между числом студентов и аспирантов; контингентами студентов дневного и вечернего отделений; наилучшие соотношения между числом факультетов и количеством кафедр; границы оптимальных размеров кафедр — общетеоретических, общетехнических и специальных; рациональные соотношения (по штатам, средствам, площадям) между учебным процессом и научными исследованиями.

Научные исследования будут развиваться с учетом упрочения связи с учебным процессом, максимального внедрения результатов исследовательских разработок в производство, возрастания роли проблемных лабораторий — наиболее целесообразной формы современной организации научной работы в высшей школе.

Важнейшими задачами совершенствования учебного процесса в ближайшие годы будет обеспечение фундаментальной подготовки студентов и дальнейшее углубление математизации обучения.

Современный специалист должен отличаться динамичностью, мобильностью, способностью быстро адаптироваться к непрерывно меняющимся условиям деятельности. Способность самостоятельно добывать знания, относительно быстро осваивать новые научно-технические вопросы — важнейший резерв повышения интенсивности и эффективности деятельности будущих выпускников МЭИ.

С каждым годом процесс обучения будет все более отличаться от прежнего — информационного — и приобретать характер методологического, позволяющего овладевать методами научной и организационной деятельности. Всем этим требованиям будут подчинены будущие учебные планы института.

Все большее внимание будет уделяться мировоззренческим проблемам, углублению социально-экономического образования будущих инженеров. Все более возрастающую роль будут приобретать обобщенные, фундаментальные научно-инженерные курсы, а также комплексные учебные курсы, такие, например, как выработка, преобразование и передача энергии, анализ современных инженерных проблем в отрасли, биосфера, ее использование и охрана. Увеличится число факультативных учебных курсов и курсов «по выбору». Будет продолжаться дальнейшее сокращение числа часов обязательных занятий с целью предоставления студентам все больших возможностей для самостоятельной работы.

Значительное внимание будет уделено совершенствованию методики лабораторных занятий и оснащению лабораторий современными универсальными стендами, оснащенными новейшей аппаратурой и автоматическими устройствами для обучения и контроля знаний, а также электронно-вычислительными машинами для обработки результатов измерений. Будет разработана подсистема АСУ МЭИ, математическое обеспечение которой будет реализовано в ВЦ МЭИ.

Темпам методического совершенствования учебного процесса будут соответствовать и темпы

развития материально-технической базы института. В 1974 г. вступила в строй новая современная научно-техническая библиотека, в скором времени будет завершено строительство девятиэтажного учебно-лабораторного корпуса. Начаты работы по строительству специального аудиторного корпуса, в котором будут размещены 4 лекционных аудитории, оборудованные современными техническими средствами обучения. Значительно расширяется вычислительный центр.

Увеличение полезных площадей потребует упорядочения планировочной структуры института. Для будущего МЭИ предпочтительной явится блочная структура, предполагающая создание «блоков» — территориальных объединений родственных кафедр и подразделений. В настоящее время уже создаются подобные блоки (кафедр социально-экономических дисциплин, математический, проектно-конструкторский блоки).

Большой вклад в развитие высшего образования сделан Московским энергетическим институтом, но еще больше предстоит сделать! Многотысячный коллектив МЭИ трудится над завершением планов девятой пятилетки, прилагая все усилия к тому, чтобы встретить предстоящий XXV съезд КПСС новыми достижениями в учебно-методической, научной и воспитательной деятельности.



УДК [621.311:62-5]:519

Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем

Канд. техн. наук БОГАТЫРЕВ Л. Л., инж. СТИХИН Г. П.

Свердловск

Существующие методы и средства оперативно-го управления режимами ОЭС не всегда позволяют лучшим образом справиться с задачей управления аварийными режимами. Для создания более полно отвечающей возросшим требованиям автоматизированной системы управления (АСУ) режимами на первом этапе необходимо решить три задачи: по возможности, безошибочного распознавания аварийных ситуаций в ОЭС; выбора комплекса наиболее информативных параметров, обслуживающих АСУ; определения регулирующих электростанций, оптимальных по быстрой и надежной ликвидации аварий в ОЭС. Поскольку для решения вышеуказанных задач требуется обработка значительного объема статистических данных и выявление конкретного, для каждой задачи посвоему специфического качества (свойства), присущего рассматриваемому классу явлений или объектов, то целесообразно реализовать их методами статистической теории распознавания образов.

Особенностью нового подхода к распознаванию аварийных ситуаций и выбору информативных

параметров является то, что исследуемый режим, описываемый m параметрами, представляется в виде вектора (объекта) в m -мерном евклидовом пространстве наблюдений R^m .

Если организовать обучающую статистическую выборку D (совокупность режимных параметров энергосистемы по всем представленным нормальным и аварийным режимам) из объектов с известной классификацией, то можно построить в пространстве режимных параметров решающую гиперповерхность, разделяющую объекты, принадлежащие различным классам (нормальным и аварийным режимам). Распознавание образов — это принятие решения, устанавливающего принадлежность нового, ранее в процессе изучения не рассматривавшегося объекта, к данному классу объектов (образу), путем сравнения свойств этого объекта с уже известными и изученными. Подразумевая под классом множество объектов, объединенных некоторым общим свойством, можно для формирования образов выработать алгоритм, относящий сходные между собой объекты (режимы) к одному образу.

В рассмотренном плане задача распознавания аварийных ситуаций состоит в том, что если имеется конечное множество $D \subset R^m$ объектов обучающей выборки с известной классификацией: $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{im})$, $y_j = (y_{j1}, y_{j2}, \dots, y_{jm})$, $i = 1, 2, \dots, p$, $j = 1, 2, \dots, q$ из классов A_1 (нормальные режимы) и A_2 (аварийные режимы) соответственно, причем $x_i \in D_1$, $y_j \in D_2$ и $D_1 \cup D_2 = D$, то необходимо найти решающую гиперповерхность $E = 0$, разделяющую подмножества D_1 и D_2 . Решающее правило должно быть максимально простым и экономичным при его реализации, а величина потерь (процент ошибок при классификации объектов экзаменационной выборки — некоторой случайной совокупности объектов, не принадлежащей обучающей выборке) не должна превышать заданного значения.

Предъявляемые для распознавания объекты с неизвестной классификацией $Z_s = (z_{s1}, z_{s2}, \dots, z_{sm})$, $Z_s \in R^m$ и $z_s \notin D$ относятся к тому или иному классу в зависимости от того, по какую сторону от разделяющей поверхности находится объект Z_s , т. е. по знаку решающей функции E в точке Z_s .

Таким образом, используя результаты предварительных расчетов, можно построить гиперповерхности, разделяющие классы устойчивых и неустойчивых режимов, опасных и неопасных состояний отдельных районов или в целом ОЭС, и почти полностью исключить машинное время, необходимое для распознавания аварийных ситуаций, так как не нужно решать дифференциальные уравнения и весь процесс распознавания сводится только к подсчету значения функции в точке. Этим обстоятельством и наличием в контуре оперативного управления режимами ОЭС управляющих ЦВМ определяется целесообразность применения предлагаемых методов для создания АСУ кибернетического типа.

В качестве параметров для построения гиперповерхности, разделяющей нормальные и аварийные режимы, могут приниматься мощности электростанций и нагрузок, напряжение в узлах, потоки мощности и токи по линиям, реактансы основного оборудования, характер возмущения, т. е. параметры, определяющие режимы работы ОЭС.

Простейший алгоритм построения разделяющей поверхности состоит в конструировании гиперплоскости, перпендикулярной к направлению отрезка, соединяющего эталоны классов, и проходящей через его середину [Л. 1].

Эталон класса является важнейшей характеристикой рассматриваемого подмножества D_k и представляет собой «центр тяжести»:

$$X^0_k = \frac{1}{n_k} \sum_{i=1}^{n_k} x_i$$

объектов обучающей выборки $x_i \in D_k$ класса A_k , где n_k — количество объектов класса A_k в обучающей выборке.

Если эталоны классов A_1 и A_2 равны соответственно X^0 и Y^0 , то уравнение решающей плоскости будет иметь вид:

$$E = (X^0 - Y^0) \| z_s \| - 0,5 (|X^0|^2 - |Y^0|^2) = 0. \quad (1)$$

Однако расчеты показывают, что данное решающее правило не позволяет полностью разделить

классы нормальных и аварийных режимов из-за субъективности в выборе наблюдаемых параметров и недостаточной представительности обучающей выборки. В связи с этим коэффициенты решающей функции (1) используются в виде первого приближения при решении задачи нахождения параметров c_0 , c_i , c_{ii} поверхности:

$$E = c_0 + \sum_{i=1}^m c_i x_i + \sum_{i=1}^m \sum_{l=1}^m c_{il} x_i x_l = 0, \quad (2)$$

которая разделяет точки заданной выборки на два класса по критерию минимума суммы ошибок классификации (функция потерь):

$$\Psi = \sum_{i=1}^n \delta_i = \min, \quad (3)$$

где δ_i — ошибка классификации, принимающая значение 0, если объект распознается верно, или 1, когда объект классифицируется неправильно.

Функция вида $E(c^*, x) = 0$ определит некоторую поверхность в пространстве $\{X\}$, наилучшим образом с точки зрения критерия (3) разделяющую точки выборки на два класса.

Минимальное значение Ψ (равное нулю) достигается в том случае, когда с помощью поверхности $E(c^*, x) = 0$ все точки выборки классифицируются безошибочно. Тогда

$$\begin{cases} x_i \in A_1, & \text{если } E(c^*, x) > 0; \\ x_i \in A_2, & \text{если } E(c^*, x) \leq 0. \end{cases}$$

Так как значения параметров объектов x_i сопоставимы между собой вследствие различия в начале отсчета и масштабов их измерения, то при решении задачи распознавания необходимо все параметры x_i представить в стандартизованном виде:

$$x_i^* = \frac{x_i - M(x_i)}{\sigma(x_i)}, \quad (4)$$

где $M(x_i)$, $\sigma(x_i)$ — значения математического ожидания и среднего квадратического отклонения параметра:

$$\left. \begin{aligned} M(x_i) &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_{ij}; \\ \sigma(x_i) &= \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n [x_{ij} - M(x_i)]^2 \right\}^{1/2}, \\ i &= 1, 2, \dots, m; j = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Интерпретируя разделяющую поверхность, допустим по отношению к устойчивости, как множество предельных по устойчивости режимов, можно расстояние от точки, характеризующей некоторый режим, до разделяющей поверхности рассматривать как степень устойчивости или неустойчивости режима в зависимости от того, по какую сторону от поверхности лежит изображающая точка. Чем больше расстояние от точки из области D_2 до разделяющей поверхности $E = 0$, тем больше тяжесть аварии. Это обстоятельство может быть использовано при создании устройства программного управления переходными процессами, основанного на регрессионном принципе, когда управляющие воздействия, по-

даваемые на регулирующие станции системы, связаны со степенью опасности режима некоторым обобщенным параметром.

При создании системы управления аварийными режимами важное значение имеет решение задачи минимизации входного описания объекта, т. е. определение такого преобразования исходного пространства параметров в некоторое другое меньшей размерности, чтобы оно происходило без существенного увеличения функции потерь — своеобразного критерия информативности признаков. Сокращение исходного описания распознаваемого объекта уменьшает время обработки информации и выборки решения, а также сокращает объем и сложность информационной части системы управления. Если из исходной системы X_m нужно выбрать наиболее информативную подсистему X_p ($X_p \in X_m$), то выбор сводится к указанию первых по информативности p признаков.

Поиск информативных параметров может быть осуществлен путем анализа коэффициентов уравнения решающей плоскости:

$$E = \sum_{i=1}^m c_i x_i + c_0 = 0.$$

Выполняя процесс последовательных итераций, в каждой из которых на основе обучения производится новое построение решающей плоскости, на каждом шаге исключают те параметры x_i , которым соответствуют малые значения c_i . Первоначальный отбор групп параметров производится на основе опыта работы или случайно. Исключая неинформативные параметры и заменяя их новыми, которые не использовались в предыдущих итерациях, продолжаем итерационный процесс до тех пор, пока не достигнем заданного качества обучения.

Более совершенным является алгоритм случайного поиска с адаптацией [Л. 2], когда вводится система «поощрений» и «наказаний» параметров.

Другими, наиболее распространенными, методами определения словаря параметров (признаков), используемого при построении системы распознавания, являются: метод, основанный на сравнении апостериорных вероятностей, требующий данных о функциях распределения плотности вероятностей параметров $f_i(x_j)$ и об априорной вероятности появления объектов соответствующих классов; метод, основанный на сравнении вероятностных характеристик признаков, когда законы распределений $f_i(x_j)$ неизвестны, а известны первые и вторые моменты распределений — m_{ji} и s_{ji} ; метод, основанный на определении количества информации [Л. 3]; метод Кендалла [Л. 4] — последовательное рассмотрение отдельных признаков.

Признаки объектов x_j можно условно подразделить на две группы. К первой относятся те параметры, значение которых мало изменяется при переходе от одного объекта класса к другому и заметно изменяется при переходе от объектов одного класса к объектам другого класса. Ко второй относятся параметры, которые сильно изменяются при переходе от объекта к объекту данного класса и совсем незначительно изменяются при переходе от одного класса к другому.

Очевидно, параметры, относящиеся к первой группе, будут обладать лучшими разделительными свойствами, т. е. будут являться более информативными. Количественная оценка качества параметров может быть произведена следующим образом. Определим математическое ожидание некоторой величины, принимающей значение m_{ji} с вероятностями $P(A_i)$, где $P(A_i)$ — априорные вероятности появления объектов соответствующих классов:

$$M[m_{ji}] = \sum_{i=1}^k m_{ji} P(A_i) \quad (6)$$

и математическое ожидание дисперсии j -го параметра по классам:

$$M[s_{ji}] = \sum_{i=1}^k s_{ji} P(A_i). \quad (7)$$

Ясно, что если $M[s_{li}] < M[s_{si}]$, где $l, s = 1, 2, \dots, m$, то при прочих равных условиях качество параметра x_l выше, чем параметра x_s , так как вдоль оси параметра x_l объекты располагаются компактнее, чем в направлении оси параметра x_s .

Дисперсия математического ожидания распределений параметров при переходе от класса к классу

$$\bar{S}_{ji} = M\{[m_{ji} - M(m_{ji})]^2\} \quad (8)$$

дает основание утверждать, что если $\bar{S}_{li} > \bar{S}_{si}$, то при прочих равных условиях качество параметра x_l выше, чем параметра x_s , так как в пространстве параметра x_l изображения, относящиеся к разным классам, располагаются на удалениях, больших, чем в пространстве параметра x_s .

В качестве критерия сравнительной оценки параметров целесообразно использовать величину

$$\gamma_j = M[s_{ji}] / \bar{S}_{ji}. \quad (9)$$

Наилучшим параметром является тот, который реализует

$$\min_j \gamma_j = \min_j M[s_{ji}] / \bar{S}_{ji}. \quad (10)$$

Если $\gamma_l < \gamma_s$, то качество параметра x_l выше, чем параметра x_s .

Наиболее простым методом выбора информативных параметров является метод Кендалла, требующий только подсчета числа объектов обучающей выборки, правильно классифицируемых по данному параметру. Процедура распознавания не зависит от вида распределений совокупностей и не требует никакой априорной информации об этих распределениях. Ранжировка параметров «по старшинству» в порядке убывания их информативности производится на основе таблицы частоты появления каждого из признаков. Параметр, позволяющий распознать наибольшее число объектов, является наиболее информативным, наиболее «старшим».

Для упрощения решающего правила при значительно выраженной корреляционной связи между режимными параметрами целесообразно сокращать размерность пространства исследуемых параметров путем линейного преобразования $Z = CX$ (C — матрица, состоящая из собственных векторов корреляционной матрицы исходных параметров X), которое приводит к новому пространству (главным компонентам), оси которого совпадают с направлением

главных осей эллипсоида рассеивания [Л. 5]. Главные компоненты, соответствующие максимальным собственным числам корреляционной матрицы исходных параметров, будут определять размерность нового пространства, в котором производится распознавание аварийных режимов.

В качестве первого примера рассмотрим распознавание (в отношении устойчивости) аварийных ситуаций в системе, представляющей некоторый эквивалентный блок, работающий через две параллельные ВЛ на систему шин бесконечной мощности. За аварийные ситуации приняты режимы с короткими замыканиями на одной из двух параллельных ВЛ, отличающимися друг от друга видом, местом и длительностью. Для характеристики аварийных ситуаций выбраны следующие параметры: значение передаваемой мощности в доаварийном режиме (P_0); сброс мощности в первый момент аварии (ΔP); длительность короткого замыкания ($t_{к.з.}$). Система дифференциальных уравнений, описывающая переходные процессы, и все обозначения приняты в соответствии с [Л. 6].

Расчеты переходных процессов производились на АВМ, а определение решающего правила — на ЦВМ М-220А. В результате расчета переходных процессов при $T_j=10$ сек; $x_{тп}=0,14$; $x_{л1}=x_{л2}=0,6$; $U_c=0,95$; $U_r=1$; $P_d=8$; $x_d=2$; $x'_d=0,2$, меняя исходный режим системы, вид, место и длительность повреждений, получили обучающую статистическую выборку (30 режимов), содержащую объекты двух классов (устойчивые и неустойчивые состояния). Так, при $P_0=0,8$; $\Delta P=0,628$; $t_{к.з.}=0,2$ сек система оказывается устойчивой после отключения поврежденной линии, а при $P_0=0,9$; $\Delta P=0,707$; $t_{к.з.}=0,2$ сек — неустойчивой.

После нормировки параметров получили корреляционную матрицу:

$$K = \begin{vmatrix} 1 & 0,14 & -0,572 \\ 0,14 & 1 & -0,306 \\ -0,572 & -0,306 & 1 \end{vmatrix}.$$

Определив собственные числа и собственные ортонормированные векторы этой матрицы, нашли главные компоненты z_1 и z_2 :

$$z_1 = -0,618P^*_0 - 0,407\Delta P^* + 0,672t^*_{к.з.}; \quad (11)$$

$$z_2 = -0,505P^*_0 + 0,857\Delta P^* + 0,103t^*_{к.з.}. \quad (12)$$

Имея координаты эталона класса устойчивых режимов, равные $+0,874$; $-0,376$, а неустойчивых $-0,469$; $+0,431$, получили по (1) уравнение разделяющей прямой

$$z_2 = -0,306 + 1,66z_1 \quad (13)$$

с ошибкой классификации 26%. Разделяющая прямая, минимизирующая функцию потерь,

$$z_2 = 0,1 + 1,02z_1, \quad (14)$$

сократила ошибку классификации до 13%.

Большой процент ошибки классификации объясняется тем, что при трех режимных параметрах использовали сравнительно малого объема обучающую выборку.

Второй пример распознавания аварийного отключения блоков 500 и 800 Мвт прокомментируем на реальной части энергосистемы, которая после эквивалентирования имеет вид (см. рисунок). Характеризующими режим работы системы параметрами были приняты модули напряжения узлов U_i и

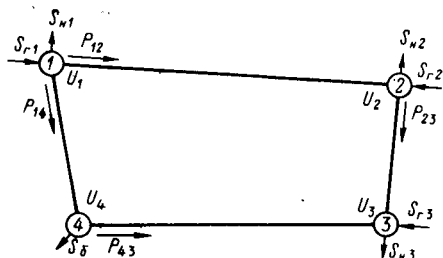


Схема энергосистемы.

S_r — генерация узла; S_n — нагрузка узла; S_b — мощность балансирующего узла; U — напряжение узла; P — переток по линии.

потоки мощности по линиям связи P_{ij} . В результате предварительных расчетов нормальных и аварийных режимов была организована обучающая выборка. За базисный был взят узел 4 с напряжением 510 кВ. Нормальным соответствовали режимы минимальной и максимальной генерации мощности при максимальном потреблении. Аварийными считались режимы с отключением генерируемой мощности в 500 и 800 Мвт в узлах 1, 2, 3.

Так как напряжение базисного узла при различных режимах остается неизменным, то параметр U_4 не является информативным и режим системы может быть представлен в виде вектора

$$X = |U_1, U_2, U_3, P_{14}, P_{12}, P_{23}, P_{43}|.$$

После стандартизации параметров была составлена матрица состояний системы (матрица режимов):

$$X^* = ||x^*_{ij}|| = \begin{vmatrix} -0,51 & 0,83 & 0,85 & 2,28 & -0,64 & 0,45 & 0,72 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2,18 & 0,18 & 0,135 & -0,13 & 0,63 & 1,16 & 1,35 \end{vmatrix}$$

и определено решающее правило, разделяющее в пространстве режимных параметров классы нормальных и аварийных состояний системы,

$$E = -0,68U_1 + 1,107U_2 + 1,133U_3 + 1,805P_{14} - 0,89P_{12} + 0,37P_{23} - 0,525P_{43} - 1,87 = 0. \quad (15)$$

Вектор-эталон класса нормальных режимов

$$X^*_0 = |-0,51; 0,83; 0,85; 1,355; -0,672; 0,285; -0,395|$$

предопределили, что для всех нормальных режимов значение должно быть положительным, так как $E(c, x^*_0) = 3,73 > 0$. Следовательно, для аварийных режимов $E \leq 0$.

Не представляет труда область аварийных режимов разделить на классы аварийных состояний, т. е. распознавать по параметрам режима величину отключения генерируемой мощности — 500 или 800 Мвт. Так, в этом случае

$$E_1 = -1,36U_1 - 0,35U_2 - 0,77U_3 + 0,3P_{14} - 0,178P_{12} + 0,286P_{23} - 0,62P_{43} + 0,04 = 0 \quad (16)$$

и при $E_1 > 0$ имеем отключение в 500 Мвт, а при $E_1 \leq 0$ — отключение в 800 Мвт.

Далее для упрощения решающего правила проклассифицировали объекты обучающей выборки последовательно по каждому параметру и, подсчитав количество объектов, правильно распознанных по отдельным параметрам (алгоритм Кендалла), составили ряд «старшинства» параметров:

$$P_{14}; P_{23}; P_{12}; U_3; U_2; U_1; P_{43}. \quad (17)$$

Чтобы убедиться в правильности ранжирования параметров дополнительно с помощью метода, основанного на сравнении вероятностных характеристик признаков (первых и вторых моментов распределения), для каждого параметра подсчитали оценку информативности γ_i и в соответствии с вектором $\Gamma = |\gamma_i|$ построили ряд информативных оценок параметров:

$$\Gamma = |2,9; 1,81; 1,91; 0,95; 1,8; 1,56; 9|.$$

В результате ряд предпочтения параметров получился следующий:

$$P_{14}; P_{23}; P_{12}; U_2; U_3; U_1; P_{43}. \quad (18)$$

Анализ выражений (15), (16) и рядов (17), (18) позволил для данной задачи выделить главные информативные параметры P_{14} ; P_{23} ; P_{12} ; U_3 и упростить решающее правило.

$$E = 1,33U_3 + 1,805P_{14} - 0,896P_{12} + 0,37P_{23} - 1,87 = 0. \quad (19)$$

Полученное уравнение (19), как и (15), безошибочно проклассифицировало объекты обучающей выборки. Достоверность распознавания экзаменационной выборки при обучении всего лишь на 10 режимах составила 90%.

Одной из центральных проблем управления режимами работы энергосистем, с позиции обеспечения устойчивой синхронной работы энергообъединения в целом, является проблема выбора оптимальных регулирующих электростанций.

Методики же определения регулирующих электростанций до сих пор нет, поэтому и предлагается один из способов выбора этих станций.

В отдельных энергорайонах, как правило, существуют электростанции, взаимно влияющие на качество переходных процессов; некоторые же элек-

тростанции соподчинены лишь односторонне или совсем практически не влияют на протекание переходных процессов других электростанций. Эта взаимосвязь или отсутствие ее характеризуются через различные параметрические и режимные отношения, которые в явном виде часто обнаружить не удается. Поэтому возможно о характере связи между электростанциями судить по величине коэффициентов корреляционной связи.

В качестве коррелируемых параметров берутся интегральные квадратичные критерии. Для электростанций по данным обучающей выборки, организованной из аварийных режимов с отключениями поврежденных линий при различных предаварийных перетоках мощности, вычисляются интегральные квадратичные критерии качества переходного процесса:

$$Q_i = \int_0^T [\delta_i(T) - \delta_i(t)]^2 dt \quad (20)$$

для каждого из n аварийных режимов обучающей выборки. Составляется матрица значений Q_{ij} , где i — номер электростанции, j — номер аварийной ситуации. Коэффициент корреляции, например для первой и второй электростанций, определяются как [Л. 7]

$$\rho(Q_1, Q_2) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_{1j} q_{2j}, \quad (21)$$

где q_{1j} и q_{2j} — стандартизованные значения критериев качества переходного процесса для первой и второй электростанций в j -й аварийной ситуации. Вычисленные величины взаимных коэффициентов корреляции между критериями отдельных электростанций сводятся в корреляционную матрицу $R = \| \rho(Q_i, Q_j) \|$, симметричную относительно главной диагонали.

По данным корреляционной матрицы с помощью одного из алгоритмов экстремальной группировки параметров по степени их связи [Л. 7] находим группы электростанций, которые характеризуются большой степенью влияния на переходные процессы друг друга. Связь же станций из разных групп должна быть наименее тесной.

Используя метод корреляционных плеяд по корреляционной матрице R , определяется граф максимальных корреляционных связей между станциями ОЭС, который затем разбивается на подграфы (плеяды) путем исключения дуг графа со значениями коэффициентов корреляции, меньшими некоторой пороговой величины h . Величина h может принимать различные значения в зависимости от тех или иных логических соображений, режимных факторов или технологических ограничений, но, естественно, на нижнем уровне полученных величин коэффициентов корреляции. Следовательно, задача определения количества и состава плеяд является в общем случае многовариантной. Для выбора оптимального варианта таксонов (группировки) станций необходимо ввести функционал качества разбиения [Л. 4], характеризующий межплеядную и внутриплеядную структуру,

$$L(K) = \ln \left\{ \frac{\Phi_2(K) \Phi_4(K)}{[1 + \Phi_1(K)][1 + \Phi_3(K)]} \right\}, \quad (22)$$

где $\Phi_1(K)$ — степень «близости» электростанций внутри плеяд; $\Phi_2(K)$ — степень «удаленности» плеяд друг от друга; $\Phi_3(K)$ — степень «одинаковости» распределения электростанций внутри плеяды; $\Phi_4(K)$ — степень равномерности распределения общего числа исследуемых электростанций по плеядам.

Оптимальным считается разбиение K^* , при котором

$$L(K^*) = \max_K L(K).$$

В задаче для схемы по рисунку все три станции получились почти независимыми друг от друга в отношении влияния переходного процесса одной из них на другие, и, следовательно, этот вырожденный случай существенного интереса не представил.

В другой задаче при семи электростанциях в отдельном энергорайоне оптимальным оказалось разбиение на три плеяды. Разбиение хорошо согласовалось с теоретическими и практическими обоснованиями группировки упомянутых электростанций именно в такие плеяды. Одна из плеяд включила в себя только одну электростанцию, в две другие плеяды вошли электростанции с близкими друг к другу по качеству переходного процесса характеристиками, что дало основание при выборе регулирующих электростанций рассматривать не все, а только те из них, которые в исследуемой плеяде имеют наибольшую сумму значений $Q_{ij} \left(\sum_{j=1}^n Q_{ij} = \max \right)$,

т. е. наиболее чувствительны к различного рода нарушениям и повреждениям и оказывают существенное влияние на качество переходных процессов остальных электростанций плеяды. Выбор таких электростанций в качестве регулирующих позволит селективно и быстро адаптировать режимы работы энергосистемы к новым условиям при различного рода нарушениях и повреждениях в энергосистеме.

На втором этапе совершенствования АСУ режимами ОЭС предполагается разработка алгоритмической системы формирования управляющих воздействий, связывающей значение управляющих воздействий с параметрами состояния системы в предаварийном режиме и аварийной ситуации. Уравнение связи, позволяющее оптимизировать управляющие сигналы, может быть определено на основе предварительных расчетов устойчивости ОЭС для схемно-режимных многообразий ее работы. Реализация вышеупомянутой АСУ, учитывая географическую удаленность энергообъектов, потребует более широкого использования устройств высокочастотного телеотключения и телеизмерения дальнего действия, ввода в оперативный контур управления ОЭС надежных и быстродействующих ЦВМ.

Выводы. 1. Представление режимов работы ОЭС в виде векторов в m -мерном евклидовом пространстве наблюдений R^m позволяет качественно по-новому решать вопросы управления режимами энергосистем.

2. Распознавание специфичных и аварийных режимов целесообразно выполнять с помощью разделяющей классы состояний ОЭС гиперповерхности, которая дает возможность без решения дифферен-

Расчет электростатических полей методом интегральных уравнений 2-го рода

Канд. техн. наук МАЕРГОЙЗ И. Д.

Институт кибернетики АН УССР

В настоящее время много внимания уделяется расчету электростатических полей методом интегральных уравнений. Широкое распространение этого метода связано с рядом его очевидных достоинств, основное из которых состоит в возможности свести расчет поля в неограниченной части пространства к решению интегральных уравнений на границах раздела сред. Это позволяет при вычислениях дискретизировать только поверхности раздела сред, а не все занятое полем пространство. Последнее значительно облегчает как подготовку задачи, так и ее фактическое решение. Другими наиболее существенными достоинствами метода интегральных уравнений являются:

возможность наиболее просто строить универсальные программы, позволяющие рассчитывать электростатические поля при произвольных, разумно сложных формах границ раздела сред;

возможность получения решения полевой задачи в легко обозримой замкнутой форме — в виде потенциалов, ядра которых явно выражаются через элементарные функции, а плотности находятся в результате приближенного решения интегральных уравнений.

Наиболее широко метод интегральных уравнений распространен при численных расчетах электростатических полей, созданных заряженными проводниками; причем для решения этого круга задач в инженерной практике очень часто используются интегральные уравнения 1-го рода [Л. 1]. Это вероятно всего можно объяснить элементарностью тех рассуждений, на которых основан следующий вывод этих уравнений.

Пусть требуется рассчитать поле, созданное системой из n заряженных проводников (рис. 1), потенциалы которых известны и соответственно равны U_k ($k=1, 2, \dots, n$). Отыскивая потенциал поля в виде

$$\varphi(Q) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \frac{\sigma_k(M)}{r_{QM}} dS_M, \quad (1)$$

где $\sigma_k(M)$ — плотность заряда на поверхности S_k k -го проводника, находим:

$$\frac{1}{4\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \frac{\sigma_k(M)}{r_{QM}} dS_M = \epsilon_0 U_\nu; \quad Q \in S_\nu, \quad \nu = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

Соотношения (2) представляют собой систему интегральных уравнений 1-го рода, решив которую, можно по соотношению (1) определить любые характеристики электростатического поля.

Интегральные уравнения 1-го рода занимают в математике особое место. Это связано со следующими их специфическими свойствами:

решение интегральных уравнений 1-го рода существует не при любой правой части;

решение этих уравнений неустойчиво к малым изменениям правых частей;

отсутствует сходимость численных алгоритмов решения уравнений 1-го рода.

Применительно к уравнениям (2) вопрос о существовании решения не вызывает затруднений, существование решения здесь очевидно из физических соображений¹. Другие же перечисленные особенности уравнений 1-го рода часто являются серьезным препятствием на пути эффективного использования уравнений (2) для целей численного расчета электростатических полей.

Применение этих уравнений может быть неудобно и по той причине, что заранее не всегда бывают известны потенциалы всех проводников. Так, если незаряженный проводник находится в поле, созданном другими заряженными телами, то его потенциал априори неизвестен и должен определяться из условия равенства нулю его полного заряда.

Применение уравнений 1-го рода вида (2) для решения задач электростатики не всегда является неизбежным. Для широкого круга задач могут быть предложены интегральные уравнения 2-го рода, применение которых не сопряжено с перечисленными выше трудностями. Такие уравнения могут быть выведены для объемных проводников, т. е. в тех случаях, когда поверхности S_k проводников замкнуты и ограничивают некоторый объем. Ниже рассматриваются два типа таких уравнений, вывод которых основан на применении потенциала простого или двойного слоя. Предлагается сходящийся численный метод решения выведенных интегральных уравнений.

Настоящая статья дополняет предыдущие исследования по рассматриваемой проблеме, которые отражены в [Л. 2].

Применение потенциала простого слоя. Для объемных проводников условие постоянства их потенциала эквивалентно равенству нулю нормальной составляющей напряженности поля с внутренних сторон поверхностей проводников²:

$$E_{ni}(Q) = -\frac{\partial \varphi}{\partial n_i}(Q) = 0; \quad Q \in S_\nu, \quad \nu = 1, 2, \dots, n, \quad (3)$$

где индекс i означает предельные значения при $Q \rightarrow S_\nu$ с внутренних сторон.

Согласно теореме о предельных значениях нормальной производной потенциала простого слоя для $\frac{\partial \varphi}{\partial n_i}(Q)$ справедливо сле-

¹ Существование может быть также доказано строго математически, путем редукции уравнений (2) к краевой задаче и использования теорем существования для последней.

² В самом деле, из (3) гармоничности φ в D_k и единственности решения задачи Неймана следует постоянство потенциала внутри проводящих тел.

циальных уравнений определять устойчивость энергосистемы.

3. Предлагаемые методы выбора информативных параметров позволяют обоснованно подойти к созданию информационного комплекса АСУ режимами ОЭС.

4. Регулирующие электростанции ОЭС можно определять с помощью алгоритмов экстремальной группировки параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нильсон Н. Обучающиеся машины. М., «Мир», 1967.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

2. Лбов Г. С. Выбор эффективности системы зависимых признаков. В кн.: Вычислительные системы. Новосибирск, СО АН СССР, 1965, № 19.

3. Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Некоторые вопросы построения системы распознавания. М., «Советское радио», 1974.

4. Айвазян С. А., Бежаева З. И., Староверов О. В. Классификация многомерных наблюдений. М., «Статистика», 1974.

5. Налимов В. В. Теория эксперимента. М., «Наука», 1971.

6. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970.

7. Аркадьев А. Г., Браверман Э. М. Обучение машины классификации объектов. М., «Наука», 1971.

[19.3.1975]

дующее выражение [Л. 3]:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n_i}(Q) = \frac{\sigma_v(Q)}{2\epsilon_0} - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^2} dS_M; \quad Q \in S_v. \quad (4)$$

Из (3) и (4) находим:

$$\sigma_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^2} dS_M = 0; \quad Q \in S_v, \quad v = 1, 2, \dots, n. \quad (5)$$

Соотношения (5) представляют систему однородных интегральных уравнений 2-го рода, которым удовлетворяют распределения зарядов по поверхности проводников. В математической литературе уравнения (5) называют уравнениями Робэна, а задачу нахождения их ненулевого (нетривиального) решения — задачей Робэна [Л. 3]. Способ выделения ненулевого решения однородной системы уравнений (5) зависит от постановки электростатической задачи. В приложениях могут встретиться три постановки электростатической задачи:

известны полные заряды q_k всех проводников;
известны потенциалы U_k всех проводников;
для одной группы проводников заданы их заряды, а для другой — потенциалы («смешанная» постановка задачи).

Если известны заряды проводников, то дополнительно к системе (5) плотности σ_v должны удовлетворять соотношениям:

$$\frac{1}{S_v} \oint_{S_v} \sigma_v(M) dS_M = \frac{q_v}{S_v}; \quad v = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

Используя (6), преобразуем уравнения (5) в неоднородные. Для этого сложим уравнения (5) и (6) с одинаковыми номерами v . В итоге

$$\sigma_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \oint_{S_v} \sigma_v(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^2} - \frac{2\pi}{S_v} \right] dS_M - \frac{1}{2\pi} \sum_{k \neq v}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^2} dS_M = \frac{q_v}{S_v}; \quad Q \in S_v, \quad v = 1, 2, \dots, n. \quad (7)$$

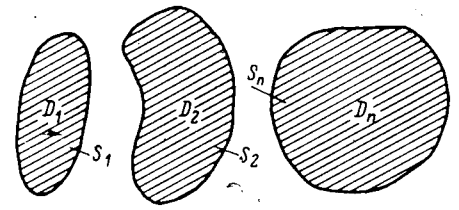
В [Л. 2] доказана разрешимость системы уравнений (7) при любых [не только постоянных, как в (7)] правых частях и установлена сходимость последовательных приближений. Представляют практический интерес оценки скорости сходимости последовательных приближений. Получить такие оценки в общем случае не удастся. Однако для уединенного заряженного проводника, ограниченного гладкой выпуклой поверхностью S , в [Л. 4] доказано, что последовательные приближения сходятся не медленнее геометрической прогрессии со знаменателем $q=1-\frac{S}{4\pi R_0 d}$, где R_0 — максимальный из главных радиусов кривизны во всех точках S ; d — диаметр поверхности S , т. е. максимальное расстояние между ее двумя точками.

В тех случаях, когда известны потенциалы проводников, плотности σ_v одновременно удовлетворяют системам уравнений (2) и (5). Эти уравнения несложно преобразовать в неоднородную систему интегральных уравнений 2-го рода. Для этого каждое из уравнений (5) сложим с соответствующим уравнением из (2), предварительно умноженным на согласующий размерности слагаемых коэффициент $2\alpha_v$. Получаем:

$$\sigma_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^2} - \frac{\alpha_v}{r_{QM}} \right] \times \\ \times dS_M = 2\alpha_v \epsilon_0 U_v; \quad Q \in S_v, \quad v = 1, 2, \dots, n. \quad (8)$$

Можно доказать, что при любых $\alpha_v > 0$ система (8) интегральных уравнений 2-го рода однозначно разрешима при произвольных [не только постоянных, как в (8)] правых частях. Параметры α_v можно выбрать такими, что для системы (8) бу-

Рис. 1.



лет сходиться метод последовательных приближений. Ввиду некоторой математической сложности этот вопрос в настоящей статье не рассматривается.

Рассмотрим «смешанную» постановку задачи и пронумеруем сначала от 1 до v_0 те проводники, для которых известны заряды, а затем пронумеруем от v_0+1 до n проводники с заданными потенциалами. Для первой группы проводников справедливы уравнения (7), для второй — уравнения (8). В итоге приходим к следующей системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \oint_{S_v} \sigma_v(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{MQ}^2} - \frac{2\pi}{S_v} \right] dS_M - \\ - \frac{1}{2\pi} \sum_{k \neq v}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{MQ}^2} dS_M = \frac{q_v}{S_v}; \quad Q \in S_v, \\ v = 1, 2, \dots, v_0; \\ \sigma_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \sigma_k(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{MQ}^2} - \frac{\alpha_v}{r_{MQ}} \right] dS_M = \\ = 2\alpha_v \epsilon_0 U_v; \quad Q \in S_v, \quad v = v_0 + 1, v_0 + 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Можно показать, что система (9) уравнений 2-го рода при любых $\alpha_v > 0$ однозначно разрешима при произвольных правых частях.

Выведенные системы уравнений (7)–(9) удобны тем, что в результате их приближенного решения непосредственно находятся плотности зарядов на поверхности проводников, т. е. те величины, которые часто представляют наибольший практический интерес. Однако поверхности проводников иногда имеют угловые точки и ребра, в окрестности которых плотность электрических зарядов неограниченно возрастает, т. е. имеет особенности. Это может отрицательно сказаться на точности численных методов решения уравнений (7)–(9), поскольку известно, что эта точность тем выше, чем выше «гладкость» разыскиваемого точного решения. Такой трудности не возникнет, если для расчета поля использовать потенциал двойного слоя.

Применение потенциала двойного слоя. Двойной слой при предельном сближении образуют две эквидистантные поверхности, заряженные так, что плотности электрических зарядов на противолежащих элементах этих поверхностей равны по величине и противоположны по знаку. Причем при предельном уменьшении расстояния l между этими поверхностями величина $\tau(M) = \sigma(M)l$ остается конечной, не равной всюду нулю. Эту величину называют плотностью двойного слоя. Потенциал поля, созданного двойным слоем зарядов, распределенным по поверхности S , вычисляется по формуле (см., например, [Л. 2]):

$$\varphi(Q) = -\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \oint_S \tau(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M. \quad (10)$$

В последующем используются следующие два свойства потенциала двойного слоя.

Первое свойство. Предельные значения потенциала двойного слоя φ_i и φ_e при стремлении точки Q к S соответственно с внутренней и наружной сторон не совпадают и определяются по формулам:

$$\varphi_i(Q) = -\frac{\tau(Q)}{2\epsilon_0} - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \oint_S \tau(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M; \quad (11)$$

$$\varphi_e(Q) = \frac{\tau(Q)}{2\varepsilon_0} - \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \oint_S \tau(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M. \quad (12)$$

Из (11) и (12) видно, что потенциал при переходе через двойной слой претерпевает скачок. С физической точки зрения такой скачок можно объяснить тем, что при предельном сближении противоположно заряженных поверхностей плотности их зарядов неограниченно растут (иначе $\tau(M) = \sigma(M)l$ исчезнет) и, следовательно, сильно интенсифицируется внутреннее поле между этими поверхностями. Именно это, чрезвычайно интенсивное, поле является причиной скачка потенциала, возникающего при переходе через двойной слой. Строгое доказательство соотношений (11) и (12) можно найти в математической теории потенциала [Л. 3]; физическое доказательство этих факторов содержится в [Л. 2 и 5].

Второе свойство. Для поля, созданного двойным слоем, поток вектора напряженности через любую замкнутую поверхность равен нулю. Это утверждение с очевидностью следует из того, что внутри любой замкнутой поверхности, если она даже пересекает или охватывает поверхность двойного слоя, заключен нулевой суммарный заряд.

Применим потенциал двойного слоя к расчету электростатического поля заряженных проводников. С этой целью заменим истинные источники поля — поверхностные заряды на границах проводников — фиктивными источниками — двойными слоями зарядов, распределенными по поверхностям S_k этих проводников. Плотности двойных слоев $\tau_k(M)$ нужно подобрать таким образом, чтобы создаваемое этими слоями поле вне проводников совпало с истинным. Сразу очевидно, что с помощью только одних двойных слоев этого достичь невозможно, поскольку создаваемый двойными слоями поток электрической напряженности через произвольную поверхность, охватывающую только какой-либо один, например, k -й проводник согласно второму свойству равен нулю, в то время как в реальном поле этот поток отличен от нуля и равен q_k/ε_0 . Последнее затруднение можно преодолеть, введя дополнительные к двойным слоям фиктивные источники. Выберем внутри каждого проводника произвольно точку P_k , в которую поместим фиктивный точечный заряд q_k , совпадающий по величине с полным зарядом этого (k -го) проводника. Таким образом в качестве фиктивных источников вводим точечные заряды q_k внутри проводников и двойные слои зарядов на их поверхностях, т. е. разыскиваем потенциал поля в виде

$$\varphi(Q) = -\frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M + \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \sum_{k=1}^n \frac{q_k}{r_{QP_k}}. \quad (13)$$

Плотности τ_k выберем таким образом, чтобы предельное значение потенциала $\varphi_e(Q)$ с наружной стороны каждой поверхности S_k совпадало с потенциалом проводника U_k . Тогда согласно теореме единственности решения внешней задачи Дирихле поле, созданное введенными фиктивными источниками, будет вне проводников D_k совпадать с реальным полем. Отметим, что внутри проводников созданное фиктивными источниками поле отлично от истинного нулевого поля и в этом отношении лишено физического смысла.

Из (12) и (13) находим, что потенциал $\varphi(Q)$ будет принимать с наружных сторон поверхностей S_k значения U_k , если плотности τ_k будут удовлетворять следующим интегральным уравнениям 2-го рода:

$$\begin{aligned} \tau_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M = \\ = -\frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \frac{q_k}{r_{QP_k}} + 2\varepsilon_0 U_v; \quad Q \in S_v, \quad v = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (14)$$

Непосредственное использование уравнений (14) сопряжено с трудностями двоякого рода: во-первых, заряды и потенциалы проводников одновременно почти никогда не известны;

во-вторых, система уравнений (12) имеет неединственное решение, поскольку, как несложно показать, соответствующая однородная система уравнений имеет ненулевое решение вида $\tau_v = A_v = \text{const}$, где постоянные A_v произвольны. Эти трудности можно преодолеть, если, используя развитый в исследованиях С. Г. Михлини, Н. И. Мусхелишвили и Д. И. Шермана прием, видоизменить уравнения (14). Способ видоизменения уравнений (14) зависит от постановки задачи. Если заданы заряды проводников q_k , а потенциалы U_v неизвестны, то целесообразно отыскивать U_v в виде:

$$U_v = \frac{1}{2\varepsilon_0 S_v} \oint_{S_v} \tau_v(M) dS_M. \quad (15)$$

Подставляя (15) в (14), находим:

$$\begin{aligned} \tau_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \oint_{S_v} \tau_v(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} - \frac{2\pi}{S_v} \right] dS_M - \\ - \frac{1}{2\pi} \sum_{k \neq v}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} dS_M = \\ = -\frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \frac{q_k}{r_{QP_k}}; \quad Q \in S_v; \quad v = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (16)$$

В [Л. 2] доказано, что система (16) интегральных уравнений 2-го рода однозначно разрешима при любых правых частях и ее решение может быть найдено методом последовательных приближений, причем в случае уединенного заряженного проводника, ограниченного гладкой выпуклой поверхностью S , последовательные приближения сходятся не медленнее геометрической прогрессии со знаменателем $q = 1 - \frac{S}{4\pi R_0 d}$ (см. [Л. 4]). Когда решение уравнений (16) найдено, то потенциалы проводников просто определяются по формулам (15).

Когда не известны заряды проводников, а заданы их потенциалы, то целесообразно разыскивать заряды q_k в виде:

$$q_k = a_k \oint_{S_k} \tau_k(M) dS_M, \quad (17)$$

где a_k — коэффициенты, согласующие размерности обеих частей равенств (17). Можно, например, принять $a_k = \frac{1}{d_k}$, где d_k — диаметры проводников D_k .

Подставляя (17) в (14), находим:

$$\begin{aligned} \tau_v(Q) - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \left[\frac{\cos(\vec{r}_{QM}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^2} - \right. \\ \left. - \frac{a_k}{r_{QP_k}} \right] dS_M = 2\varepsilon_0 U_v; \quad Q \in S_v, \quad v = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (18)$$

Система интегральных уравнений 2-го рода (18) однозначно разрешима при любых правых частях. В случае уединенного проводника это доказано в [Л. 6]. В случае системы проводников это утверждение можно доказать, незначительно видоизменяя рассуждения [Л. 6]. Когда решение уравнений (18) найдено, то заряды проводников просто находятся по формулам (17).

После изложенного очевиден способ видоизменения уравнений (14) в случае смешанной постановки задачи: для первой группы проводников (от 1 до v_0) используем соотношения (15), для второй группы проводников (от v_0+1 до n) — соотношения (17), подставляя их в (14) и в итоге получаем искомую систему интегральных уравнений 2-го рода, которая, как можно показать, однозначно разрешима при любых правых частях. Эта система уравнений представляет собой несложную комбинацию уравнений (16) и (18).

Отметим, что выбор места расположения точечных зарядов внутри проводников влияет на распределение τ_k , но не

влияет на окончательный результат; можно показать, что вне проводников потенциалы $\varphi(Q)$, определяемые по формуле (13) и принимающие на поверхностях проводников постоянные значения, при различных выборах точек P_k будут совпадать. Более того, вместо точечных фиктивных зарядов можно ввести внутри проводников объемно распределенные фиктивные заряды, суммарные значения которых соответственно равны q_k . Наконец фиктивные заряды можно распределить по поверхностям проводников. Последний вариант интересен тем, что он приводит к системам интегральных уравнений, сопряженным с системами интегральных уравнений (7)–(9).

Когда в результате решения интегральных уравнений распределение τ_k найдено, то напряженность электрического поля вне проводников можно вычислять по следующей из (13) формуле:

$$\vec{E}(Q) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \left[\frac{\vec{n}_M}{r_{QM}^3} - \frac{3\vec{r}_{MQ}(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^5} \right] \times \\ \times dS_M + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^n q_k \frac{\vec{r}_{P_kQ}}{r_{P_kQ}^3}. \quad (19)$$

Во многих задачах представляет интерес нормальная составляющая напряженности на поверхности проводника. Непосредственное применение формулы (19) в этом случае невозможно, поскольку при $Q \in S_v$ в интеграле по S_v из (19) возникает неинтегрируемая особенность. Эту трудность можно преодолеть следующим образом. Вокруг точки $Q_0 \in S_v$ вырежем элемент поверхности ΔS таких размеров, чтобы плотность τ_v на этом элементе можно было с высокой точностью считать постоянной и равной $\tau_v(Q_0)$. Тогда во всех интегралах из (19) за исключением интеграла по ΔS можно перейти к пределу при $Q \rightarrow Q_0$. В интеграле же по ΔS заменим $\tau_v(M)$ на $\tau_v(Q_0)$ и вынесем эту величину за знак интеграла. Оставшийся при этом интеграл по ΔS можно заменить контурным. (В терминах магнитного поля такая замена эквивалентна переходу от двойного слоя магнитных зарядов, распределенному по ΔS , к электрическому току, протекающему по контуру L , ограничивающему ΔS .) В возникшем контурном интеграле можно уже перейти к пределу при $Q \rightarrow Q_0$. Наконец, поменяв Q_0 на Q , в итоге описанных преобразований находим:

$$E_n(Q) \approx \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \sum_{k \neq v}^n \oint_{S_k} \tau_k(M) \left[\frac{(\vec{n}_M, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^3} - \frac{3(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^5} \right] dS_M + \sum_{k=1}^n q_k \frac{(\vec{r}_{P_kQ}, \vec{n}_Q)}{r_{P_kQ}^3} + \right. \\ \left. + \int \tau_v(M) \left[\frac{(\vec{n}_M, \vec{n}_Q)}{r_{QM}^3} - \frac{3(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q)(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_M)}{r_{QM}^5} \right] dS_M + \right. \\ \left. + \tau_v(Q) \oint_L \frac{(\vec{r}_{MQ}, \vec{n}_Q, d\vec{l}_M)}{r_{QM}^3} \right\}; Q \in S_v. \quad (20)$$

Формулу (20) целесообразно использовать при численных расчетах.

Приложение. О численном решении интегральных уравнений³. В предыдущих пунктах были выведены интегральные уравнения, ядра которых имеют слабую особенность. Это обстоятельство затрудняет обоснование приближенных методов решения интегральных уравнений, поскольку доказательство сходимости многих приближенных методов, например метода механических квадратур, опирается на гладкость ядра интегральных уравнений. Метод наименьших квадратов является одним из немногих, для обоснования которого безразлична гладкость ядра интегрального уравнения.

Для доказательства сходимости метода наименьших квадратов достаточно однозначная разрешимость интегрального

уравнения при любых правых частях, что согласно известной теореме С. Банаха из функционального анализа [Л. 7] эквивалентно существованию ограниченного обратного оператора. Поскольку для выведенных выше интегральных уравнений это имеет место, то целесообразно рассмотреть вопрос о применении метода наименьших квадратов к численному решению этих интегральных уравнений. При этом постараемся придать методу наименьших квадратов такую форму, которая бы отвечала требованию разработки универсальных программ расчета, пригодных при различных сложных формах поверхностей проводников.

Рассмотрим численное решение одного интегрального уравнения:

$$\sigma(Q) + \oint_S \sigma(M) K(Q, M) dS_M = f(Q). \quad (21)$$

Приводимые ниже результаты справедливы и для систем уравнений. Ядро $K(Q, M)$ в уравнении (21) заранее не фиксировано, оно, в частности, может совпадать с ядрами выведенных ранее уравнений.

Уравнение (21) будем рассматривать как операторное уравнение:

$$A\sigma = f \quad (22)$$

в гильбертовом пространстве $L_2(S)$. Согласно методу наименьших квадратов решение уравнения (22) строится следующим образом: выбирается последовательность линейно независимых функций $\{\varphi_i\}$, приближенное решение ищется в виде:

$$\sigma_m = \sum_{i=1}^m b_i \varphi_i,$$

где постоянные b_i определяются из требования, чтобы величина $\|A\sigma_m - f\|^2$ приняла минимальное значение. Как показано в [Л. 8], это требование приводит к следующей системе линейных уравнений относительно b_i :

$$\sum_{j=1}^m b_j (A\varphi_j, A\varphi_i) = (f, A\varphi_i); \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad (23)$$

здесь скобки означают скалярное произведение в $L_2(S)$. Определитель системы (23) есть определитель Грама элементов $\{A\varphi_i\}$. Нетрудно видеть, что если элементы $\{\varphi_i\}$ линейно независимы и уравнение (22) однозначно разрешимо, то и элементы $\{A\varphi_i\}$ линейно независимы. Отсюда следует, что определитель Грама системы (23) отличен от нуля и указанная система при любом m однозначно разрешима. В [Л. 8] доказано, что если бесконечная система функций $\{\varphi_i\}$ полная (или A -полная) и обратный оператор A^{-1} ограничен, то метод наименьших квадратов сходится, т. е. $\|\sigma_m - \sigma\| \rightarrow 0$ при $m \rightarrow \infty$.

Таким образом, при численной реализации метода наименьших квадратов большое значение имеет выбор системы функций $\{\varphi_i\}$. Поскольку ставится задача разработки универсальных программ решения интегральных уравнений, пригодных для различных сложных форм поверхностей S , то выбор функций $\{\varphi_i\}$ должен быть согласован еще с этим стремлением к универсальности. Этого можно достичь при следующем специальном выборе функций $\{\varphi_i\}$.

Пусть поверхность S разбита на m частей ΔS_i , $i = 1, 2, \dots, m$. В качестве системы функций $\{\varphi_i\}$ выберем характеристические функции участков разбиения, т. е.

$$\varphi_i(Q) = \begin{cases} 1, & \text{если } Q \in \Delta S_i; \\ 0, & \text{если } Q \notin \Delta S_i; \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (24)$$

Функции (24) ортогональны и потому линейно независимы. Такой способ выбора функций φ_i отличается от обычного тем, что с увеличением числа участков разбиения m вся система функций изменяется.

В последующем будем рассматривать специальные разбиения поверхности S , удовлетворяющие следующему условию: если $\Delta S_1^{m_1}, \Delta S_2^{m_1}, \dots, \Delta S_{m_1}^{m_1}$ разбиение поверхности S на m_1 участков, $\Delta S_1^{m_2}, \Delta S_2^{m_2}, \dots, \Delta S_{m_2}^{m_2}$ разбиение S на m_2 участков, и $m_2 > m_1$, то любой участок $\Delta S_k^{m_1}$ первого разбиения может быть представлен как объединение некоторых участков второго разбиения. Иначе говоря, при увеличении числа участков разбиения новые участки разбиения получаются только в резуль-

³ В приложении используются некоторые, ставшие ныне простейшими, понятия и факты из функционального анализа [Л. 7].

тате дробления прежних участков разбиения. Это приводит к тому, что, если $\{\varphi_i^{m_1}\}$ — система функций (24), соответствующая разбиению S на m_1 участков, и $\{\varphi_i^{m_2}\}$ — аналогичная система, соответствующая разбиению S на m_2 участков, и $m_2 > m_1$, то любая функция $\varphi_i^{m_1}$ может быть представлена как сумма некоторых функций из системы $\{\varphi_i^{m_2}\}$. Отсюда следует, что мно-

жество M_{m_1} всевозможных линейных комбинаций вида $\sum_{i=1}^{m_1} \beta_i \varphi_i^{m_1}$ содержится во множестве M_{m_2} всевозможных линейных комбинаций вида $\sum_{i=1}^{m_2} \beta_i \varphi_i^{m_2}$, т. е.

$$M_{m_1} \subset M_{m_2} \text{ при } m_2 > m_1. \quad (25)$$

Поскольку при переходе от одного разбиения к другому вся система функций (24) меняется, то доказательство сходимости метода наименьших квадратов, приведенное в [Л. 8], непосредственно не проходит. Несколько изменяя указанное доказательство, можно показать, что справедлива следующая теорема. Если обратный оператор A^{-1} ограничен, а последовательность разбиений удовлетворяет условию (25) и диаметры участков разбиения стремятся к нулю, то при использовании системы функций (24) метод наименьших квадратов сходится.

Выбор в качестве функций φ_i характеристических функций участков разбиения S позволяет строить программы решения интегральных уравнений, пригодные для произвольной формы поверхности S . При этом информация о геометрии S и ее разбиении задается как исходная информация для решения задачи. Другое достоинство такого специального выбора функций φ_i состоит в том, что при этом удастся связать между собой такие на первый взгляд различные методы решения интегральных уравнений, как метод наименьших квадратов и метод механических квадратур. Можно показать, что метод механических квадратур можно рассматривать как возмущенный метод наименьших квадратов. Из этого факта несложно установить сходимость метода механических квадратур.

Пример расчета. Некоторые из приведенных в статье интегральных уравнений были использованы при разработке численных алгоритмов и программ расчета электростатических полей. В частности, в Институте кибернетики АН УССР на языке ФОРТРАН для ЭВМ БЭСМ-6 была составлена программа, позволяющая рассчитывать электростатические поля для сложных форм границ раздела сред. В программе предусмотрен учет симметрии рассчитываемого поля относительно трех плоскостей; при этом симметрия будет четной или нечетной. Программа позволяет рассчитывать созданные заряженными проводниками электрические поля с помощью простого слоя или двойного слоя зарядов. По этой же программе можно решать значительно более широкий круг задач, связанных с расчетом электро- и магнитостатических полей в кусочно-однородных изотропных и анизотропных средах [Л. 9]. По этой программе был решен ряд конкретных задач. В частности, рассчитывалось электростатическое поле, созданное двумя заряженными проводящими брусками, показанными на рис. 2. При решении задачи учитывалась симметрия относительно трех координатных плоскостей. Одна четвертая часть поверхности бруса разбивалась на 366 частей. Расчет проводился при следующих размерах: стороны бруса, параллельные осям x и y , были равны 0,024 м; сторона, параллельная оси z , — 0,048 м; зазор — 0,005 м. На рис. 3 приведены графики изменения относительной плотности $\tilde{\sigma} = \sigma S/q$ вдоль прямых на поверхности бруса, показанных на рис. 2 пунктиром (нумерация этих прямых и графиков на рис. 3 согласована).

Полученное решение может быть полезно при рассмотрении других задач. Оно может быть использовано для расчета поля в системе: проводящий брус над безграничной проводящей плоскостью.

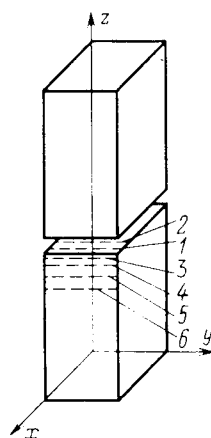


Рис. 2.

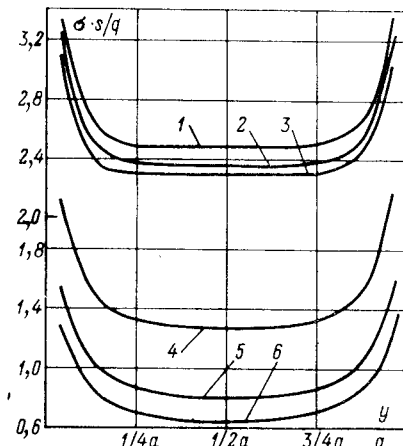


Рис. 3.

Поскольку зазор между проводящими телами ощутимо меньше их размеров в направлении оси z , то полезна следующая магнитостатическая интерпретация решенной задачи: вблизи зазора электростатическое поле в рассмотренной задаче подобно магнитостатическому полю, созданному двумя полубезграничными магнетиками, поверхности которых эквипотенциальны. При этом распределение σ можно отождествить (конечно после некоторого пересчета) с распределением нормальной к поверхности магнетиков составляющей индукции. Таким образом решенную задачу можно использовать для исследования бокового рассеяния магнитного потока в разомкнутых магнитных системах (при предположении $\mu = \infty$).

Выводы. 1. Для решения широкого круга электростатических задач могут быть использованы предложенные в статье интегральные уравнения 2-го рода.

2. Для численного решения интегральных уравнений 2-го рода целесообразно использовать предложенную модификацию метода наименьших квадратов, которая позволяет строить сходящиеся универсальные алгоритмы расчета, пригодные для сложных форм границ раздела сред.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колечицкий Е. С. Численные расчеты электростатических полей с использованием интегральных уравнений первого рода. — «Электричество», 1975, № 8, с. 21—25.
2. Тозони О. В., Маергойз И. Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев, «Техніка», 1974.
3. Гюнтер Н. М. Теория потенциала и ее применение к основным задачам математической физики. М., ГИТТЛ, 1953.
4. Маергойз И. Д. Оценки градиента гармонической функции на границе области. — «Сибирский математический журнал», 1973, № 6, с. 1266—1284.
5. Методы расчета электростатических полей. М., «Высшая школа», 1963. Авт.: Н. Н. Мирослюбов, М. В. Костенко, П. Н. Тиходеев, М. Л. Левинштейн.
6. Михлин О. Г. Лекции по линейным интегральным уравнениям. М., Физматгиз, 1959.
7. Канторович Л. В., Акилов Г. П. Функциональный анализ в нормированных пространствах. М., Физматгиз, 1959.
8. Михлин С. Г. Вариационные методы в математической физике. М., Физматгиз, 1970.
9. Романович С. С., Федчун Л. В., Маергойз И. Д. Программа расчета статических полей с учетом анизотропных свойств вещества. — В кн.: Математическое обеспечение автоматизированных систем проектирования электро- и радиотехнических устройств. Киев, Республиканский фонд алгоритмов и программ, 1973, с. 85—106.

[4.7.1975]

Расчет полей сосредоточенных заземлителей в условиях многолетнемерзлых грунтов

КОЗЫРЕНКО В. Е., АЛЬТШУЛЕР Э. Б., ШИНАЕВ А. Г.

Норильск

Эффективность расчета надежного и приемлемого по технико-экономическим соображениям заземлителя в условиях Крайнего Севера зависит от правильного учета особенностей электрической структуры многолетнемерзлого грунта.

В теории заземлений, к которой относится рассматриваемая задача, объектом исследования, как правило, являются верхние слои грунта, залегающие на небольшой глубине. Отличительной особенностью грунтов районов Крайнего Севера являются переменные по глубине температура, влажность и льдистость, которые обуславливают изменяющееся с глубиной удельное электрическое сопротивление ρ [Л. 1]. В силу этого условия, положенные в основу расчета заземлителей в средней полосе страны и представляющие собой многослойное полупространство с постоянными значениями удельных сопротивлений в пределах слоя [Л. 2 и 3], здесь не применяются.

Вместе с тем в настоящее время отсутствует представление о пределах применимости общепринятых методик расчета заземлителей, используемых для кусочно-однородных структур, в случае структур с кусочно-градиентной проводимостью и, следовательно, о возможных величинах допускаемых при этом погрешностей.

В геофизической литературе имеются исследования [Л. 4—7], посвященные изучению электрических полей в неоднородно проводящих средах, однако при этом рассматриваются поля, созданные источниками тока, расположенными на поверхности земли.

Геоэлектрические разрезы мерзлых грунтов. Толща многолетнемерзлых горных пород значительно отличается от немерзлых повышенными значениями ρ , причем верхняя, наиболее льдистая часть ее, имеет большее сопротивление, чем нижняя. Практические исследования [Л. 1, 5 и 6] показали, что сопротивления пород верхних горизонтов изменяются в течение года в очень широких пределах: от десятков ом в летнее время, когда породы находятся в талом состоянии, до сотен тысяч ом после их промерзания. В нижних горизонтах за этот же период сопротивления изменяются в 2—3 раза.

В соответствии с температурным режимом грунтов по глубине в практике инженерного мерзлото-ведения многолетнемерзлую толщу подразделяют на три слоя [Л. 1, 6 и 8]:

1. Слой сезонного промерзания и оттаивания или деятельный слой. Это верхний слой пород переменной мощности и переменного сопротивления. Верхняя граница мерзлой толщи определяется сезонным оттаиванием и залегает на глубине от 0,2 до 5 м.

2. Аккумуляционный слой или слой распространения годовых колебаний температур. Этот слой мощностью 12—18 м лежит ниже слоя сезонного оттаивания и простирается до глубины нулевых ам-

плитуд годовых колебаний температур. Большим градиентам изменения температуры и льдистости по глубине в этом слое многолетнемерзлого грунта соответствуют высокие градиенты сопротивления.

3. Слой отрицательных температур, простирающийся от подошвы слоя годовых колебаний температур до слоя постоянных положительных температур. Он также имеет переменные электрические параметры в результате совместного влияния температуры и льдистости. Однако этот слой характеризуется меньшими сравнительно со вторым градиентами изменения сопротивления с глубиной.

Большое число проанализированных геоэлектрических разрезов, имеющих место в районах распространения многолетнемерзлых горных пород, позволяет свести их к двум характерным группам [Л. 1, 2 и 6]. К первой относят разрезы сливающегося типа мерзлоты, в котором сопротивление по глубине аккумуляционного слоя непрерывно изменяется (рис. 1, а). Для зимнего периода времени верхний деятельный слой промерзает до кровли многолетнемерзлых пород, и геоэлектрический разрез становится двухслойным. Вторую группу составляют разрезы, встречающиеся в районах распространения многолетней мерзлоты несливающегося типа. Здесь слой максимального сопротивления приурочен не к кровле мерзлых пород, а находится на некоторой глубине (обычно на глубине минимальных годовых температур). Поэтому сопротивление верхних слоев мерзлой толщи вначале возрастает с глубиной, а затем убывает (рис. 1, б). Для несливающейся мерзлоты характерно, что зимой между слоем сезонного промерзания и верхней поверхностью мерзлой толщи лежат талые породы.

Структура общего решения поля точечных источников тока в грунте с кусочно-градиентной проводимостью. Законы изменения проводимости в слоях в настоящее время определены в достаточно общих чертах. Известен, главным образом, лишь качественный характер изменения, как, например, в моделях сливающейся и несливающейся мерзлоты. Поэтому представляется естественным построение решений ключевых задач для случаев, когда проводимость слоев может быть аппроксимирована за-

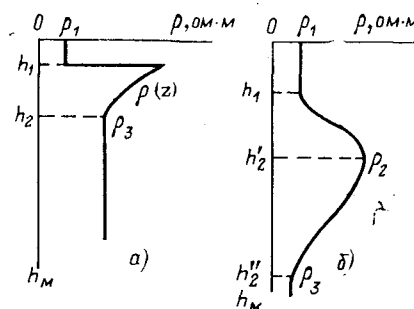


Рис. 1.

зависимостями, содержащими свободные параметры, которые могут быть выбраны впоследствии из соображений наилучшего приближения к зависимостям, имеющим место в действительности.

В связи с этим рассмотрим случай, когда проводимость грунта σ_i в пределах i -го слоя меняется по закону:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_i &= \sigma_{i,0} (1 + \varepsilon_i z)^2; \quad \varepsilon_i = \frac{\varepsilon^*_{i,0}}{1 - \varepsilon^*_{i,0} h_{i-1}}; \\ \sigma_{i,0} &= \sigma^*_{i,0} (1 - \varepsilon_i h_{i-1})^2; \quad h_0 = 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ε^*_i — параметр, определяющий степень неоднородности i -го слоя; $\sigma^*_{i,0}$ — проводимость σ_i при $z = h_{i-1} + 0$.

Будем считать, что в каждом слое на глубине η_i находится точечный источник тока величины I_i (рис. 2). Здесь и далее используется цилиндрическая система координат, начало которой расположено на дневной поверхности.

Общее решение уравнения непрерывности тока $\operatorname{div}(\sigma_i \operatorname{grad} U_i) = 0$ (2) в рассматриваемом случае приобретает вид [Л. 9]:

$$U_i = \frac{1}{1 + \varepsilon_i z} \int_0^\infty [q_i e^{-m|z-\eta_i|} + A_i(m) e^{-mz} + B_i(m) e^{mz}] I_0(mr) dm, \quad (3)$$

где

$$q_i = \frac{I_i (1 + \varepsilon_i \eta_i)}{4\pi \sigma_i(\eta_i)}. \quad (4)$$

Функции $A_i(m)$ и $B_i(m)$ определяются аналогично случаю кусочно-однородной среды [Л. 10 и 11] из граничных условий:

$$\frac{\partial U_i}{\partial z} = 0 \quad \text{при } z = 0;$$

$$U_i = U_{i+1}, \quad \sigma_i \frac{\partial U_i}{\partial z} = \sigma_{i+1} \frac{\partial U_{i+1}}{\partial z} \quad \text{при } z = h_i; \quad (5)$$

$$\sigma_N \frac{\partial U_N}{\partial z} \rightarrow 0 \quad \text{при } z \rightarrow \infty.$$

В качестве примера приложения приведенных результатов к расчету заземлителей в мерзлых грунтах подробно рассмотрим наиболее типичную структуру трехслойного грунта с изменяющейся проводимостью промежуточного слоя, соответствующего случаю сливающейся мерзлоты.

Определение потенциала поля точечных источников тока и сопротивления вертикального стержня в случае трехслойной структуры грунта. Аппроксимируя изменение проводимости промежуточного слоя выражением (2) и полагая $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = 0$ и $\varepsilon_2 = \varepsilon$ для потенциалов U_{11} , U_{12} , U_{13} , созданных в первом слое точечными источниками тока, расположенными соответственно в первом, втором и третьем слоях, из (3) получаем следующие выражения потенциалов:

$$U_{11} = 2q_1 \left[\frac{1}{\sqrt{r^2 + (z - \eta_1)^2}} + \int_0^\infty B_1(m, \eta_1) I_0(mr) dm \right]; \quad (6)$$

$$U_{12} = 2q_2 \int_0^\infty B_1(m, \eta_2) I_0(mr) dm; \quad (7)$$

$$U_{13} = 2q_3 \int_0^\infty B_1(m, \eta_3) I_0(mr) dm. \quad (8)$$

Выражения для B_1 следуют из (5) и приводятся к виду:

$$\left. \begin{aligned} B_1(m, \eta_1) &= \frac{2}{D} \operatorname{ch} m \eta_1 (\kappa_{12} m A_{32} - A_{22}) e^{-2m h_1}; \\ B_1(m, \eta_2) &= \frac{2m}{\gamma_{21} \gamma_{22} D} [(m \gamma_{22} + \kappa_{23} \beta_{22}) e^{-m \eta_2} - (m \gamma_{22} - \kappa_{23} \alpha_{22}) e^{-m (2h_2 - \eta_2)}]; \\ B_1(m, \eta_3) &= \frac{4m^2}{\gamma_{21} D} e^{-m \eta_3}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} D &= (A_{22} + \kappa_{12} m A_{32}) - (\kappa_{12} m A_{32} - A_{22}) e^{-2m h_1}; \\ A_{22} &= \frac{1}{\gamma_{21} \gamma_{22}} [\alpha_{21} (m \gamma_{22} + \kappa_{23} \beta_{22}) + \beta_{21} (m \gamma_{22} - \kappa_{23} \alpha_{22}) e^{-2m (h_2 - h_1)}]; \\ A_{32} &= \frac{1}{\gamma_{21} \gamma_{22}} [(m \gamma_{22} + \kappa_{23} \beta_{22}) - (m \gamma_{22} - \kappa_{23} \alpha_{22}) e^{-2m (h_2 - h_1)}]; \\ \gamma_{ki} &= 1 + \varepsilon_k h_i; \quad \alpha_{ki} = m \gamma_{ki} + \varepsilon_k; \quad \beta_{ki} = m \gamma_{ki} - \varepsilon_k; \\ \kappa_{i, i+1} &= \frac{\sigma_i(h_i)}{\sigma_{i+1}(h_i)}; \quad i = 1, 2; \quad k = 1, 2, 3. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

При достаточно больших значениях m выражения (10) существенно упрощаются и принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} D &= A_{32} \left[m (\kappa_{12} + 1) + \frac{\varepsilon}{\gamma_{21}} \right]; \\ A_{22} &= \frac{\alpha_{21}}{\gamma_{21} \gamma_{22}} (m \gamma_{22} + \kappa_{23} \beta_{22}) = \frac{\alpha_{21}}{\gamma_{21}} A_{32}; \\ A_{32} &= \frac{m \gamma_{22} + \kappa_{23} \beta_{22}}{\gamma_{21} \gamma_{22}}. \end{aligned}$$

В случае кусочно-однородной проводимости грунта ($\varepsilon = 0$) выражения для B_1 совпадают с выражениями, полученными в [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} B_1(m, \eta_1) &= \frac{2 \operatorname{ch} m \eta_1 [k_{12} + k_{23} e^{-2m (h_2 - h_1)}]}{1 - k_{12} e^{-2m h_1} - k_{23} e^{-2m h_2} + k_{12} k_{23} e^{-2m (h_2 - h_1)}}; \\ B_1(m, \eta_2) &= \frac{(1 - k_{12}) [e^{-m \eta_2} - k_{23} e^{-m (2h_2 - \eta_2)}]}{1 - k_{12} e^{-2m h_1} - k_{23} e^{-2m h_2} + k_{12} k_{23} e^{-2m (h_2 - h_1)}}; \\ B_1(m, \eta_3) &= \frac{(1 - k_{12}) (1 - k_{23}) e^{-2m \eta_3}}{1 - k_{12} e^{-2m h_1} - k_{23} e^{-2m h_2} + k_{12} k_{23} e^{-2m (h_2 - h_1)}}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

При достаточно больших значениях h_2 выражения (11) принимают вид:

$$\begin{aligned} B_1(m, \eta_1) &= \frac{2 k_{12} \operatorname{ch} m \eta_1}{1 - k_{12} e^{-2m h_1}}; \\ B_1(m, \eta_2) &= \frac{(1 - k_{12}) e^{-m \eta_2}}{1 - k_{12} e^{-2m h_1}}; \\ B_1(m, \eta_3) &= \frac{(1 - k_{12}) (1 - k_{23})}{1 - k_{12} e^{-2m h_1}} e^{-m \eta_3}. \end{aligned}$$

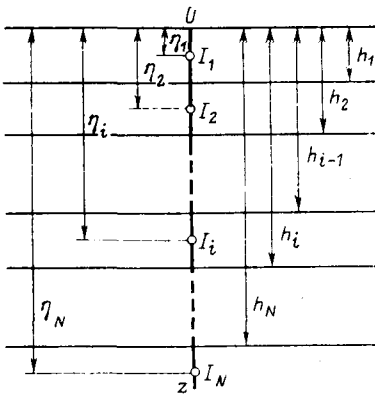


Рис. 2.

Коэффициенты k_{12} и k_{23} составлены по следующему правилу:

$$k_{mn} = \frac{\kappa_{mn} - 1}{\kappa_{mn} + 1}.$$

Полученные результаты позволяют рассчитать поля, а следовательно, найти выражение сопротивления стержневого заземлителя. Здесь в качестве примера рассмотрим случай вертикального заземлителя, выходящего на поверхность земли (рис. 3, а—в). Обобщая гипотезу [Л. 2], в нашем случае будем считать, что плотность стекающего с заземлителя тока пропорциональна проводимости грунта в точке стекания, т. е.

$$j(\eta) = C\sigma(\eta), \quad C = \text{const}, \quad (12)$$

и, опираясь на результаты (6) — (8), методом суммирования полей элементарных источников тока соответственно для заземлителей, расположенного лишь в первом слое (рис. 3, а), проникающего во второй (рис. 3, б) и третий слой (рис. 3, в), получаем выражения для потенциалов:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \frac{C_1}{2\pi} \left[F_0 + \int_0^\infty F_1(m) I_0(mr) dm \right]; \\ U_2 &= \frac{C_2}{2\pi} \left[F_0 + \int_0^\infty F_2(m) I_0(mr) dm \right]; \\ U_3 &= \frac{C_3}{2\pi} \left[F_0 + \int_0^\infty F_3(m) I_0(mr) dm \right], \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

в которых коэффициенты C и F имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{I}{\sigma_{01} h_1}; \\ C_2 &= \frac{I}{\sigma_{01} h_1 + \sigma_{02} (l - h_1) \left[1 + \varepsilon (l - h_1) + \frac{\varepsilon^2 l^2 + lh_1 + h_1}{3} \right]}; \\ C_3 &= \frac{I}{\sigma_{01} h_1 + \sigma_{02} (h_2 - h_1) \left[1 + \varepsilon (h_2 - h_1) + \frac{\varepsilon^2 (h_2^2 + h_2 h_1 + h_1^2)}{3} \right] + \sigma_{03} (l - h_2)}; \\ F_0 &= \ln \frac{h_1 + \sqrt{h_1^2 + r^2}}{r}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_1(m) &= \frac{2}{D} \left(\kappa_{12} A_{32} - \frac{A_{22}}{m} \right) e^{-2mh_1} \operatorname{sh} mh_1; \\ F_2(m) &= F_1(m) + \frac{2 [m\gamma_{22} (1 + \kappa_{23}) - \varepsilon \kappa_{23}]}{\gamma_{21}^2 \gamma_{22} D} \left\{ e^{-mh_1} - e^{-ml} + \varepsilon \left[e^{-mh_1} \left(h_1 + \frac{1}{m} \right) - e^{-ml} \left(l + \frac{1}{m} \right) \right] \right\} - \\ &\quad - \frac{2 [m\gamma_{22} (1 - \kappa_{23}) - \varepsilon \kappa_{23}]}{\gamma_{21}^2 \gamma_{22} D} e^{-2mh_1} \left\{ e^{ml} - e^{-mh_1} + \varepsilon \left[e^{ml} \left(l - \frac{1}{m} \right) - e^{-mh_1} \left(h_1 - \frac{1}{m} \right) \right] \right\}; \\ F_3(m) &= F_1(m) + F_2(m) + \frac{2m}{\gamma_{21}^2 D} (e^{-2mh_2} - e^{-2ml}). \end{aligned}$$

В силу того, что вертикальный заземлитель выходит на дневную поверхность, принимая при определении его сопротивления $z=0$, $r=a$. Тогда из выражений (13), разделив U на I , получим соответственно:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{C^*_1}{2\pi} \left\{ F^*_0 + \int_0^\infty F_1(m) I_0(ma) dm \right\}; \\ R_2 &= \frac{C^*_2}{2\pi} \left\{ F^*_0 + \int_0^\infty F_2(m) I_0(ma) dm \right\}; \\ R_3 &= \frac{C^*_3}{2\pi} \left\{ F^*_0 + \int_0^\infty F_3(m) I_0(ma) dm \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$\text{где } C^*_i = \frac{C_i}{I}, \quad F^*_0 = \ln \frac{h_1 + \sqrt{h_1^2 + a^2}}{a} \approx \ln \frac{2h_1}{a}.$$

Как следует из (14), неоднородность грунта оказывает существенное влияние на сопротивление заземлителя, когда последний заходит в неоднородный слой. Так, например, расчет показал, что при $\varepsilon=0,5$ сопротивление стержня, находящегося целиком в первом слое, уменьшается по отношению к таковому в кусочно-однородной среде примерно на 6%, в то время как сопротивление стержня, полностью заходящего во второй слой, уменьшается до 40%. Сравнение значений сопротивлений заземлителей, находящихся соответственно во втором слое и проходящего в третий, показывает, что их значения отличаются незначительно. Имеющиеся изменения в величинах сопротивлений объясняются преимущественным распределением тока в слоях с повышенной проводимостью.

Сопротивление вертикального и горизонтального заземлителей в однослойном неоднородном полупространстве. Выясним основные особенности растекания тока в неоднородно проводящем грунте на простейшей модели неоднородного полупрост-

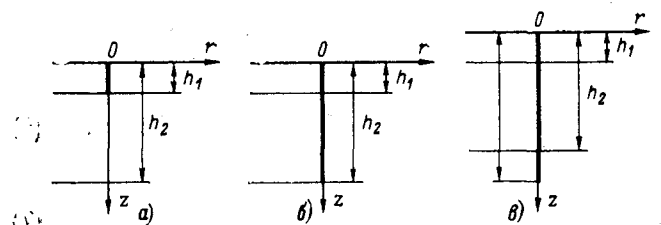


Рис. 3.

ранства, проводимость которого меняется по закону:

$$\sigma = \sigma_0(1 + \varepsilon z)^2. \quad (15)$$

В случае точечного источника тока распределение потенциала определяется из соотношений (3) и (5):

$$U = \frac{q}{1 + \varepsilon z} \left[\frac{1}{R_+} + \frac{1}{R_-} - 2\varepsilon \int_0^\infty \frac{e^{-m(z+\eta)}}{m + \varepsilon} I_0(mr) dm \right], \quad (16)$$

где $R_\pm = \sqrt{r^2 + (z \pm \eta)^2}$.

Интеграл в (16) с учетом итерационного соотношения

$$\frac{1}{1 + m/\varepsilon} \approx e^{-m/\varepsilon} \quad \text{при } m \in [0, \infty) \text{ и}$$

формулы Вебера — Липшица может быть легко вычислен приближенно, тогда

$$U \approx \frac{q}{1 + \varepsilon z} \left[\frac{1}{R_+} + \frac{1}{R_-} - \frac{2}{\tilde{R}_+} \right], \quad (17)$$

где

$$\tilde{R}_+ = \sqrt{r^2 + (z + \eta + \varepsilon^{-1})^2}.$$

Потенциал заземлителя в виде горизонтально лежащего на глубине $z = \eta$ стержня (рис. 4, а) найдем также методом суммирования полей элементарных источников тока. Считая, что с элемента заземлителя длины $d\eta$ стекает ток $Id\eta/2l$, с помощью соотношения (17) получаем:

$$U = \frac{I}{4\pi\sigma(1 + \varepsilon z)} \ln \frac{\tilde{T}_+^2}{T_- T_+},$$

где

$$T_+ = \frac{x - l + \sqrt{y^2 + (z \pm \eta)^2 + (x - l)^2}}{x + l + \sqrt{y^2 + (z \pm \eta)^2 + (x - l)^2}};$$

$$\tilde{T}_+ = \frac{x - l + \sqrt{y^2 + (z + \eta + \varepsilon^{-1})^2 + (x - l)^2}}{x + l + \sqrt{y^2 + (z + \eta + \varepsilon^{-1})^2 + (x - l)^2}}.$$

Потенциал поля вертикального заземлителя, погруженного в грунт на глубине t (рис. 4, б), определяем аналогично, считая приближенно, что плотность стекающего с заземлителя тока $j(\eta)$ пропорциональна проводимости грунта в слое $d\eta$, т. е. $j(\eta) = C\sigma(\eta)$, $C = \text{const}$.

Значение постоянной C находим, полагая, что с заземлителя стекает ток I и, следовательно:

$$C = \frac{I}{\int_t^{t+l} \sigma(\eta) d\eta}.$$

Подставляя в это соотношение выражение (15), получаем:

$$C = \frac{3I}{\sigma_0 l [(1 + \varepsilon l + \varepsilon t)^2 + (1 + \varepsilon l + \varepsilon t)(1 + \varepsilon t) + (1 + \varepsilon t)^2]}.$$

Для искомого распределения потенциала в грунте получаем:

$$U = \frac{C}{4\pi(1 + \varepsilon z)} [(1 - \varepsilon z) \ln S_+ + \varepsilon(R_{t+l}^+ - R_t^+) + (1 + \varepsilon z) \ln S_- + \varepsilon(R_{t+l}^- - R_t^-) + 2\varepsilon z \ln \tilde{S}_+ - 2\varepsilon(\tilde{R}_{t+l}^+ - \tilde{R}_t^+)], \quad (18)$$

где

$$R_{t+l}^\pm = \sqrt{r^2 + (t + l \pm z)^2}; \quad R_t^\pm = \sqrt{r^2 + (t \pm z)^2};$$

$$\tilde{R}_{t+l}^+ = \sqrt{r^2 + (t + l + \varepsilon^{-1} + z)^2};$$

$$\tilde{R}_t^+ = \sqrt{r^2 + (t + \varepsilon^{-1} + z)^2};$$

$$S_\pm = \frac{t + l \pm z + R_{t+l}^\pm}{t \pm z + R_t^\pm}, \quad \tilde{S}_+ = \frac{t + l + \varepsilon^{-1} + \tilde{R}_{t+l}^+}{t + \varepsilon^{-1} + \tilde{R}_t^+}.$$

При $z = 0$ выражение (18) упрощается:

$$U = \frac{C}{2\pi} [\ln S + \varepsilon(R_{t+l} - R_t) - \varepsilon(\tilde{R}_{t+l} - \tilde{R}_t)].$$

Считая, что радиус стержня равен a , и полагая, что $\varepsilon a \ll 1$, $a \ll l$, для сопротивления R_B стержня, выходящего на дневную поверхность $t = 0$, получаем выражение:

$$R_B = \frac{\ln\left(\frac{2l}{a}\right)}{2\pi\sigma_0 l \left[1 + \varepsilon l + \frac{(\varepsilon l)^2}{3}\right]}. \quad (19)$$

Аналогично, если горизонтальный стержень радиуса a расположен на дневной поверхности. Его сопротивление

$$R_r = \frac{1}{4\pi\sigma_0 l} \ln \left[\frac{\sqrt{l^2 + a^2} + l}{\sqrt{l^2 + a^2} - l} \frac{\sqrt{l^2 + (a + \varepsilon^{-1})^2} - l}{\sqrt{l^2 + (a + \varepsilon^{-1})^2} + l} \right]. \quad (20)$$

Допуская, что $a \ll l$, $\varepsilon a \ll 1$, выражение (20) упрощается:

$$R_r = \frac{1}{2\pi\sigma_0 l} \ln \frac{2l}{a[\varepsilon l + \sqrt{1 + (\varepsilon l)^2}]}. \quad (21)$$

Из (19) и (20) видно, что с увеличением неоднородности среды сопротивления заземлителей уменьшаются, что объясняется преимущественным распределением тока в слое грунта с большей проводимостью.

Выводы. 1. Значение удельного сопротивления многолетнемерзлых пород определяется в основном их температурой и влажностью (льдистостью), которые, в свою очередь, зависят от температуры воздуха, количества осадков и их фазового состояния. В силу этого мерзлотные геоэлектрические разрезы характеризуются градиентностью электрической структуры грунта.

2. Построено ключевое решение задачи, описывающей поле точечных источников тока в многослойном грунте с кусочно-градиентной проводимостью, при расположении источника в любом слое. Получены выражения потенциалов и сопротивлений заземлителей в условиях наиболее типичной трехслойной структуры сливающейся мерзлоты.

3. Разработана методика расчета сопротивления вертикальных заземлителей в структурах,

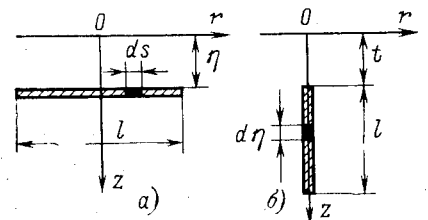


Рис. 4.

проводящих по параболическому закону. Сравнение величин сопротивлений заземлителей, рассчитанных в кусочно-однородных и кусочно-градиентных структурах, показывает, что учет градиентности приводит к значительным погрешностям.

4. Получены предельным переходом выражения потенциалов и сопротивлений вертикальных и горизонтальных заземлителей в случае однослойного грунта с непрерывно изменяющейся проводимостью по глубине. Установлено, что плотность тока и величины потенциалов затухают на дневной поверхности по мере удаления от источника тока сильнее или слабее по отношению к однородно проводящей среде соответственно в зависимости от роста или падения проводимости грунта по глубине.

5. Приведенные результаты расчета заземлителей могут быть использованы при устройстве заземлителей, сооружаемых в любых районах, проводимость грунта которых непрерывно изменяется по глубине.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акимов А. Т. Результаты мерзлотногофизических исследований в восточной части Большеземельской тундры. — «Труды института мерзлотоведения им. В. А. Обручева», 1959, т. 15.

2. Бургсдорф В. В. Расчет заземлений в неоднородных грунтах. — «Электричество», 1954, № 1.

3. Эбин Л. Е., Якобс А. И. Расчет заземлений в грунтах с неоднородными электрическими параметрами. — «Электричество», 1961, № 4.

4. Тихонов А. Н., Тюркишер Р. Ф. Влияние промежуточного слоя при вертикальном электрическом зондировании. — «Изв. АН СССР. География и геофизика», 1942, № 5.

5. Овчинников И. К. Расчет поля потенциала от точечного тока, расположенного на плоской поверхности земли, если электропроводность изменяется с глубиной по показательному закону. — «Труды и материалы Свердловского горного института», 1937, вып. 2.

6. Боровинский Б. А. Электро- и сейсмометрические исследования многолетнемерзлых горных пород и ледников. М., «Наука», 1969.

7. Достовалов Б. Н. Поле точечного источника постоянного тока в трехслойной среде с линейно убывающим сопротивлением промежуточного слоя. — В кн.: Мерзлотные исследования. Изд. МГУ, 1970.

8. Максименко Н. Н. Электрофизические характеристики вечномерзлых грунтов. — «Электричество», 1963, № 3.

9. Козыренко В. Е. О прямом и обратном методах исследования электромагнитных полей в неоднороднопроводящих средах. — «Труды НВИА», 1973, № 15.

10. Заборовский А. И. Электроразведка. М., Гостоптехиздат, 1963.

11. Мейер А. А. Потенциал точечного источника постоянного тока в полупространстве с линейно изменяющейся проводимостью (сопротивлением). — «Изв. АН СССР. Геофизика», 1962, № 9.

[3.6.1974]



УДК 551.594.221:621.317.31.058

Исследование погрешностей измерения токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов

Кандидаты техн. наук ДУЛЬЗОН А. А., КУРТЕНКОВ Г. Е.,
инженеры РАЗИН С. А., ЯВОРОВСКИЙ Н. А.

Томский политехнический институт

При широком распространении магнитозаписи и обилии посвященных этому методу в разных странах статей вопросы точности измерений импульсов токов с помощью ферромагнитных регистраторов рассмотрены сколь-нибудь серьезно лишь в нескольких работах (например, [Л. 1—3] и др.).

Анализируя методику измерений токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов, можно выделить три основных группы погрешностей.

Погрешности, связанные с наличием нескольких путей протекания токов молнии. При ударе молнии в ВЛ с тросами ток протекает через заземлители нескольких опор. Возникает вопрос о возможности определения амплитуды и крутизны фронта волны тока в канале молнии по измерениям соответствующих величин в опорах ниже уровня подвески троса (при отсутствии специального молниеприемника).

Для решения этого вопроса были рассчитаны токи в опорах при ударе молнии в вершину опоры, а также на расстоянии 0,2; 0,25; 0,3; 0,5 длины пролета. Амплитуда тока молнии во всех случаях

принималась равной 100 кА, форма волны — прямоугольная, косоугольная с крутизной фронта 5, 10, 25 и 50 кВ/мксек, а также экспоненциальная волна 1,5/40 мксек. Длина пролета варьировалась в пределах от 100 до 400 м, а сопротивление заземления от 5 до 20 Ом. В расчете учитывались опоры пораженного пролета и по две соседних, т. е. 4—5 опор. Для башенных металлических опор была применена коническая аппроксимация [Л. 4], что приводит к волновому сопротивлению постоянной величины

$$z_{оп} = 60 \ln(V\sqrt{2}/S), \quad (1)$$

где S — синус половинного угла конуса.

Расчеты выполнялись как по схеме замещения с сосредоточенными постоянными, аналогичной [Л. 5], так и по методу характеристик с учетом коронирования опор и тросов [Л. 6]. Волновое сопротивление канала молнии было принято равным 500 Ом [Л. 7]. Основные результаты расчетов сводятся к следующему. Прежде всего для всех реальных сочетаний параметров расчетных схем можно

пренебречь токами, ответвляющимися в третьи от места удара опоры, а в большинстве случаев (при сопротивлении заземления опор менее 10 Ом и длинах пролета менее 250 м) достаточно учесть опоры, ближайшие к месту удара.

При ударе молнии в вершину опоры сумма токов в учтенных нескольких опорах превышает амплитуду тока в канале молнии на 4—12% и мало меняется при учете коронирования опор и тросов. При ударе молнии в трос сумма токов в опорах превышает ток в канале молнии на 5—15% без учета импульсной короны и на 15—25% — с учетом короны. Принципиально для известных конструктивных параметров ЛЭП можно ввести соответствующие поправочные коэффициенты, однако в связи со случайностью места удара в трос необходимы достаточно сложные номограммы для их определения. Отметим и еще одно существенное затруднение: токи во вторых от места удара опорах в большинстве случаев будут находиться в диапазоне, близком к нижнему пределу чувствительности датчиков, где существенно повышается роль других видов погрешностей. Поэтому, в целом, необходимо считаться с погрешностями за счет суммирования токов в опорах порядка 20—25%. Что касается крутизны фронта волны тока молнии, то ни крутизна в одной из опор, ни их сумма не дают искомого результата. Ошибка может в исследованном диапазоне параметров лежать в пределах 200%.

Погрешности установления связи между током в токопроводе и остаточным потоком датчика. К основным факторам этой группы могут быть отнесены точность расчета поля при сложной форме токопровода, точность установки датчика по расстоянию от токопровода и углу, зависимость от скорости изменения тока, от размеров и формы датчика, влияние поперечной составляющей магнитного поля и искажения его датчиком, а также некоторой неоднородности и анизотропности материала ферромагнитного регистратора.

Форма токопровода. При установке магниторегистраторов у опоры связь между величиной намагничивающего регистратора поля и амплитудой тока, стекающего в землю по решетчатой опоре, устанавливается экспериментально [Л. 8], либо анализируется [Л. 9].

В связи со сложностью установления этой связи, а также наличием значительных добавочных погрешностей, достигающих по нашим оценкам десятков процентов, нами было признано нецелесообразным измерение токов молнии в металлических опорах ВЛ.

Точность установки расстояния от токопровода до датчика. Если ошибка в установке этого расстояния составляет ΔR , то

$$\pm \Delta I\% \equiv \pm \frac{\Delta R}{R - \Delta R} 100. \quad (2)$$

При измерениях датчики устанавливались на двух расстояниях — 20 и 80 см. При установке датчиков на расстоянии 20 см вполне реальная в практических условиях ошибка в установке расстояния в пределах 1—2 см дает весьма ощутимые погрешности — до 9—12%.

Точность установки регистратора по углу. Регистратор должен быть установлен в плоскости, перпендикулярной токопроводу, а его ось должна совпадать с направлением касательной к магнитной силовой линии. Любые отклонения от этого направления будут приводить к уменьшению осевой составляющей H_l напряженности поля в датчике в соответствии с выражением

$$H_l = H \cos \alpha, \quad (3)$$

где α — угол между направлением касательной к магнитной силовой линии и осью датчика.

Если допустить, что датчик не искажает картины магнитного поля и что при расшифровке измерений регистрируется только составляющая H_l , то, очевидно,

$$-\Delta I\% \equiv (1 - \cos \alpha). \quad (4)$$

Форма волны измеряемого тока. Вследствие высокой скорости изменения тока в датчике возникают вихревые токи, в результате чего показания будут зависеть от длительности фронта измеряемого тока. Эксперименты показали, что для ферритовых датчиков в реальном диапазоне длин фронтов молнии с влиянием вихревых токов можно не считаться. Для датчиков из бритвенных лезвий они приводят к заметным погрешностям, в связи с чем из дальнейшего рассмотрения датчики из бритвенных лезвий исключены.

Размеры и форма датчика. В силу того, что датчик имеет конечные размеры, а также форму, не совпадающую с формой силовой трубки поля, возникают дополнительные погрешности, которые могут быть сведены к погрешностям в установке R и α . Влияние толщины датчика диаметром до 6—8 мм пренебрежимо мало. Отклонение оси датчика от окружности принципиально характеризует зависимость:

$$H_l = \frac{2}{l} \int_0^{l/2} \cos \alpha \, dx, \quad (5)$$

где $\alpha \approx \arcsin \frac{x}{R}$.

Разбросы в поперечных сечениях датчиков приводят к весьма большим ошибкам, для исключения которых требуются индивидуальные градуировочные кривые. Учитывая трудоемкость этой работы, авторы отказались от применения датчиков кустарного изготовления. Испытания датчиков из ферритов марок 5ВЧ, 9ВЧ, 10ВЧ, 20ВЧ, 30ВЧ-2, 50ВЧ, 100ВЧ, 103А, 100П, а также из магнитофонной ленты типа 10 показали, что наилучшие результаты получаются с датчиками из феррита 5ВЧ и 9ВЧ.

В соответствии с вышеизложенным в дальнейшем нами рассматриваются только стандартные стерженьки из феррита 9ВЧ длиной 45 мм и диаметром 6 мм.

Кроме рассмотренных факторов на точность измерений оказывают влияние еще такие факторы, как искажение магнитного поля датчиком, наличие поперечной составляющей напряженности поля в датчике, неоднородность и анизотропность материала датчика, а также явление магнитной

Проверяемый эффект	Число степеней свободы	Сумма квадратов	Средний квадрат S_a	Расчетное значение F -критерия	Критическое значение F -критерия	Значимость эффекта
O_i	4	51,2	12,8	3,88	2,52	Значим
I_j	2	358	179	2	4,46	Незначим
$(O \times I)_{ij}$	8	726	90,75	27,5	2,09	Высокозначим
R_k	1	17,7	17,73	5,37	3,99	Значим
$(R \times I)_{kj}$	2	35,5	17,74	5,37	3,14	Значим
C_m	1	393,6	393,6	119	3,99	Высокозначим
$(C \times I)_{mj}$	2	21,9	10,95	3,31	3,14	Значим
$(C \times R)_{mk}$	1	4,2	4,2	1,27	3,99	Незначим
\mathcal{E}_f	1	511	511	65,6	7,71	Высокозначим
$(\mathcal{E} \times O)_{fi}$	4	31,1	7,78	2,36	2,52	Незначим
$(\mathcal{E} \times I)_{fj}$	2	162,8	81,4	13	4,46	Высокозначим
$(\mathcal{E} \times R)_{fk}$	1	6,2	6,2	1,88	3,99	Незначим
$(\mathcal{E} \times C)_{fm}$	1	95,3	95,3	28,9	3,99	Высокозначим
$(\mathcal{E} \times O \times I)_{fij}$	8	50	6,25	1,88	2,09	Незначим
$(\mathcal{E} \times R \times I)_{fjk}$	2	21	10,5	3,18	3,14	Слабозначим
$(\mathcal{E} \times C \times R)_{fmk}$	1	60,2	60,2	18,5	3,99	Высокозначим
ϵ	78	256	3,3			
Сумма	119	2789				

аккомодации для ферромагнитных материалов, приводящее к уходу $B_{ост}$ при воздействии нескольких последовательных импульсов даже одной и той же амплитуды.

Теоретическая оценка влияния перечисленных факторов на точность измерений наталкивается на значительные затруднения, в связи с чем нами была произведена экспериментальная проверка роли ряда перечисленных факторов.

Ток молнии имитировался с помощью разряда генератора импульсных токов, позволявшего получить импульсы с амплитудой до 100 кА в токопроводе диаметром 6 мм, расположенном коаксиально внутри стального цилиндра диаметром 600 мм и длиной 2000 мм. Регистрация тока генератора производилась с помощью осциллографов ОК-17М и С1-29 и пояса Роговского. Для получения униполярных импульсов осуществлялась отсечка тока посредством взрывающегося проводника.

Датчики устанавливались внутри коаксиальной системы на расстоянии 20 см от внутреннего токопровода. Точность установки задавалась двумя фиксированными уровнями: 20 ± 1 см. Для точности установки датчиков по углу также выбраны два фиксированных уровня 0 и 10° . Для проверки влияния качества изготовления датчиков (размеры, однородность материала) из партии случайным образом были выбраны пять образцов. Образцы устанавливались без экрана, а также с электромагнитным экраном [Л. 9]. Этот фактор имеет качественно фиксированные уровни — «с экраном» и «без экрана». Ток устанавливался на трех фиксированных уровнях: $I_1 = 8,9$ кА; $I_2 = 10,5$ кА; $I_3 = 15,0$ кА, выбранных так, чтобы не происходило насыщения ферритов. Напряженность поля в месте установки датчиков изменялась при этом от 67,5 до 126 А/см. Проверка доверительных границ для токов (для доверительной вероятности 0,95) показала, что точность задания тока существенно выше, чем точность самого эксперимента, поэтому можно считать, что ток задан фиксированно.

Измерение остаточного потока намагниченных датчиков производилось индукционным индикатором

намагниченности, градуировка которого была выполнена на баллистической установке. Проверка однородности ряда дисперсий для партии датчиков показала, что с надежностью 0,95 гипотеза об однородности не противоречит экспериментальным данным, и, следовательно, можно воспользоваться не индивидуальной, а усредненной зависимостью $\Phi = f(H)$.

Для экспериментальной проверки отобрано пять факторов: расстояние от токопровода R_k , $k=1,2$; угол установки датчика C_m , $m=1,2$; образцы O_i , $i=1, 2, 3, 4, 5$; экран \mathcal{E}_f , $f=1,2$; амплитуда тока I_j , $j=1, 2, 3$.

В соответствии с этим общее количество опытов в планируемом многофакторном эксперименте $N = 2 \times 2 \times 5 \times 2 \times 3 = 120$. Для полностью рандомизированного эксперимента неаддитивная (по факторам) математическая модель может быть записана следующим образом [Л. 10]:

$$y = \mu + O_i + I_j + R_k + C_m + \mathcal{E}_f + OI_{ij} + OR_{ik} + OC_{im} + O\mathcal{E}_{if} + IR_{jk} + IC_{jm} + RC_{km} + I\mathcal{E}_{jf} + R\mathcal{E}_{kf} + C\mathcal{E}_{mf} + OIR_{ijk} + RC\mathcal{E}_{kmf} + OIC_{ijm} + ORC_{ikm} + IRC_{jcm} + OR\mathcal{E}_{ikf} + OI\mathcal{E}_{ijf} + OC\mathcal{E}_{imf} + IC\mathcal{E}_{jmf} + \epsilon, \quad (6)$$

где y — суммарная погрешность от рассматриваемых факторов; μ — истинное среднее по всем наблюдениям; O_i , I_j , R_k , C_m , \mathcal{E}_f — математические ожидания эффектов соответственно датчиков, тока, точности установки по расстоянию, точности установки по углу и экрана; OI_{ij} , OR_{ik} и т. д. — математические ожидания эффектов второго порядка; OIC_{ijm} , $OR\mathcal{E}_{ikf}$ и т. д. — математические ожидания эффектов третьего порядка; ϵ — дисперсия воспроизводимости.

Эффекты выше третьего порядка полагаем отсутствующими, и, следовательно, они смешаны с ϵ .

Обработка результатов наблюдений производилась методом дисперсионного анализа [Л. 11]. Проверка значимости влияния различных факторов и их взаимодействий по F -критерию показала, что для ряда эффектов его значение оказывается меньше единицы, что позволяет положить σ^2 для этих эффектов равным нулю и их оценки объединить с оценкой ϵ . В этом случае приходим к более простой модели, позволяющей повысить точность представления результатов.

Итоги проверки значимости оставшихся эффектов представлены в таблице, на основании которой приходим к окончательной модели:

$$y = \mu + O_i + OI_{ij} + R_k + RI_{kj} + C_m + CI_{mj} + \mathcal{E}_f + \mathcal{E}I_{fj} + \mathcal{E}C_{fm} + \mathcal{E}RI_{jkm} + \mathcal{E}CR_{jmk} + \epsilon. \quad (7)$$

Чтобы определить компоненты дисперсии, наблюдаемые средние квадраты S^2 полагаем равными их математическим ожиданиям σ^2 . Тогда решение уравнений математического ожидания средних квадратов дает наилучшие оценки компонент дисперсии: $S^2_O = 0,5$; $S^2_{OI} = 10,93$; $S^2_R = 0,24$; $S^2_{RI} = 0,72$; $S^2_{CI} = 0,38$; $S^2_{\mathcal{E}} = 8,4$; $S^2_{\mathcal{E}I} = 3,76$; $S^2_{\mathcal{E}C} = 3,07$; $S^2_{\mathcal{E}RI} = 0,72$; $S^2_{\mathcal{E}CR} = 3,8$; $S^2_{\epsilon} = 3,3$; $S^2_C = 6,5$. Общая дисперсия $S^2_{общ} = \sum S^2_{ijk} = 42,32$. Следовательно, оценка среднеквадратичного отклонения

(в закодированных единицах) $S_{\text{общ}}=6,5$, а в процентах $S_{\text{общ}}=65\%$.

Около половины суммарной дисперсии измерений в наших экспериментах обусловлена наличием электромагнитного экрана. Дополнительная проверка влияния экрана показала, что оно связано со срезом тока на амплитуде, приводящим к большим значениям $\frac{di}{dt}$, выходящим за пределы линейной частотной характеристики экрана. Поскольку для разрядов молнии такие крутизны не характерны, эту погрешность следует исключить. При этом $S_{\text{общ}}$ уменьшится до 45%. Даже если бы удалось свести к нулю все рассмотренные эффекты, погрешность, определяемая неучтенными эффектами и случайной ошибкой, остается весьма значительной ($S_{\text{общ}}=17,5\%$).

Погрешности, связанные с изменением остаточной индукции от момента записи информации до расшифровки под воздействием внешних факторов. К этим факторам можно отнести влияние влажности, циклических колебаний температуры, вибрации и ударов, посторонних магнитных полей (в том числе магнитного поля земли, полей от токов, протекающих в тросах ВЛ и токов коротких замыканий, полей соседних датчиков во время транспортировки).

Были проведены эксперименты по исследованию влияния перечисленных факторов на сохранение остаточного потока при длительном хранении намагниченных регистраторов. Длительность испытаний выбиралась исходя из того, что регистраторы устанавливаются на объектах до начала грозового сезона, а снимаются после его окончания. Все регистраторы перед экспериментом проходили «тренировку» в течение одной минуты в переменном поле. Затем датчики намагничивались постоянным полем в соленоиде баллистической установки при нескольких фиксированных значениях напряженности поля от 35 до 280 а/см. Для каждого эксперимента случайным образом отбиралось по 15 датчиков из партии.

Контрольные замеры остаточного потока производились регулярно в течение семи месяцев. Для проверки влияния влажности серия из 15 просушенных датчиков была перед экспериментом покрыта влагозащитной пленкой. Одна из серий образцов подвергалась циклическим изменениям температуры с суточным перепадом в 40—45 °С. Для выявления влияния магнитного поля земли часть датчиков хранилась вдоль линий магнитного поля земли, а часть поперек.

Результаты опытов были обработаны по методу наименьших квадратов. Для аппроксимации экспериментальных данных было выбрано линейное представление вида

$$\Phi_0 = b(at + \Phi_t), \quad (8)$$

где Φ_0 , Φ_t — соответственно остаточный поток в относительных единицах в момент намагничивания и в момент расшифровки; t — время хранения датчика (сутки); a и b — эмпирические коэффициенты.

Обработка результатов показала, что для всех рассматриваемых эффектов $a=0,033$ с доверитель-

ной вероятностью 0,95 независимо от значения намагничивающего поля; коэффициент b на линейном участке кривой намагничивания с надежностью более 90% может быть принят равным 1,2; в области насыщения $b=1,1$, а в начальной части кривой намагничивания $b=1,8$.

Для выявления оптимального расположения намагниченных датчиков относительно друг друга в течение периода хранения был выполнен эксперимент, который показал, что их следует располагать не ближе 6 см друг от друга. Проверка на вибростенде с амплитудой колебаний 1,2 мм при частоте 50 гц в течение 2—5 мин не привела к изменению остаточного потока. При падении датчиков на бетонное основание с высоты от 5 до 45 см наблюдались незакономерные снижения остаточного потока свыше 10%.

При оценке числа грозových отключений линий электропередачи определяющее значение имеет вероятность того, что ток молнии превышает заданное значение. Очевидно, что погрешности измерения токов молнии должны оказывать существенное влияние на эту вероятность.

Пусть I есть результат измерения некоторого случайного тока \hat{I} , причем это измерение произведено с ошибкой, так что

$$\frac{I - \hat{I}}{\hat{I}} = \delta. \quad (9)$$

Принимая для токов молнии экспоненциальное распределение

$$P\{\hat{I} \geq y\} = e^{-ay}, \quad (10)$$

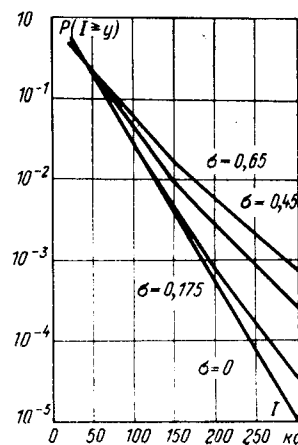
где $\frac{1}{a} = 26 \text{ кА}$, и предполагая, что δ распределена нормально с нулевым средним и дисперсией σ^2 , после несложных преобразований получим:

$$P\{I \geq y\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \Phi\left(\frac{1}{\sigma}\right)} \int_{-1/\sigma}^{\infty} e^{-t^2/2} e^{\frac{aty}{t^2+1}} dt, \quad (11)$$

где $\Phi\left(\frac{1}{\sigma}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{1/\sigma} e^{-t^2/2} dt$.

Выражение (11) показывает, что при наличии погрешностей измерения полученный закон распределения токов будет отличаться от истинного (см. рисунок). Очевидно, что значению $\sigma=0$ соответствует вероятность $P\{I \geq y\}$.

Следует отметить, что обычно принимаемое экспоненциальное, а также рекомендуемое в последние годы нормально-логарифмическое распределение удовлетворительно согласуются с эксперимен-



Изменение распределения токов молнии при различных погрешностях измерения.

тальными данными в области малых значений амплитуд токов молнии. Для экстраполяции этих закономерностей на область больших токов молнии данных явно недостаточно. В связи с этим представляет интерес оценка числа измерений токов молнии, обеспечивающих заданную точность оценки $P\{I \geq y\}$ в области больших токов, где закон распределения неизвестен.

Принимая схему независимых испытаний Бернулли с вероятностью «успеха» p , для определения необходимого числа измерений при заданной относительной погрешности получим:

$$n = \frac{t^2(\omega)(1-p)}{p\Delta^2}; \quad (12)$$

где $t(\omega)$ — стандартное отклонение при надежности ω .

Расчет по (12) показывает к примеру, что для оценки $P\{I \geq y\}$ при $\sigma=0$ (т. е. при отсутствии ошибок измерений) с точностью $\pm 20\%$ при надежности порядка 0,95 число измерений n для $I=50, 100$ и 150 кА должно быть соответственно равно 600, 5000 и 33 000.

Вывод. Анализ влияния различных факторов на точность измерения токов молнии ферромагнитными регистраторами показал, что даже при использовании датчиков заводского изготовления и тщательной их установке погрешности измерения оказываются настолько значительными, что это приводит к недопустимому в практике расчетов грозозащиты ВЛ завышению вероятности появления больших токов. Более того, даже если бы удалось избавиться от всех источников ошибок измерения

получение кривой распределения токов молнии в области их больших значений с помощью ферромагнитных регистраторов трудно осуществимо, так как требует тысяч — десятков тысяч измерений. Более перспективным путем решения этой задачи представляется разработка и применение методики дистанционного измерения параметров молнии, облегчающей сбор большого статистического материала на ограниченной территории.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Szpor S. Comparison of Polish versus American Lightning record. — «IEEE Trans. Power Appar. and Systems», 1969, 88, № 5, part I, pp. 646—651.
2. Ossowski J., Cewe A., Zaborowski B. Tests of magnetic links. — «Arch. Elektrotechniki», 1971, t. XX, z. 2, pp. 276—283.
3. Szpor S. Saturation errors of magnetic links. — «Arch. Elektrotechniki», 1971, t. XX, z. 2, pp. 285—288.
4. Sargent M., Darwenizia M. Tower Surge Impeolance. — «IEEE Trans. Power Appar. and Systems», 1969, 88, № 5.
5. Рапевиг Д. В. Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи. М., Госэнергоиздат, 1959.
6. Долгинов А. И. Расчет переходных процессов на длинных линиях с нелинейными параметрами. — «Изв. вузов. Энергетика», 1959, № 2, с. 14—25.
7. Буй Тхиен Зу. Параметры главного разряда и их влияние на перенапряжения в линиях электропередачи. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1971 (МЭИ).
8. Измерение параметров молнии на опорах двухцепных линий электропередачи 220 кВ. — «Электрические станции», 1964, № 6, с. 47—51. Авт.: Б. Б. Бочковский, К. Д. Вольпов, Н. Г. Квочка и др.
9. Гуль В. И. Определение импульсных токов по данным магнитоаписи. Автореф. дис. на соиск. учен. степени техн. наук. Харьков, 1969.
10. Налимов В. В. Теория эксперимента. М., «Наука», 1971.
11. Хикс Ч. Основные принципы планирования эксперимента. М., «Мир», 1967.

[21.10.1974]



УДК 621.314.21.014.013.1

Определение параметров силового трансформатора с насыщенным магнитопроводом

Кандидаты техн. наук ЗАСЫПКИН А. С., БЕРДОВ Г. В.,
инж. СЕРЕДИН М. М.

Южное отделение «Энергосетьпроект»

В электрических сетях возможны режимы, при которых происходит насыщение магнитопроводов силовых трансформаторов, например, включение ненагруженных трансформаторов; режимы, сопровождающиеся феррорезонансными перенапряжениями; некоторые виды повреждений вентильных преобразователей, присоединенных к силовым трансформаторам, и др. Насыщение магнитопровода сопровождается уменьшением динамической магнитной проницаемости ферромагнитного материала и соответствующим возрастанием тока присоединения со стороны источника питания.

Значения тока насыщенного трансформатора в любой момент времени требуются, в частности, для выбора характеристик срабатывания устройств

релейной защиты в рассматриваемых режимах. Для расчета тока необходимо знать сопротивление обмотки насыщенного трансформатора, а также зависимость тока от всех параметров и времени процесса.

Индуктивности обмоток насыщенного трансформатора и другие параметры характеристики намагничивания (потокосцепление насыщения, ток насыщения) можно определять экспериментально в опытах включения трансформатора на холостой ход. Для измерений используется электронная аппаратура — активные интеграторы, подключаемые к высоковольтным делителям напряжения, и усилители во вторичных цепях трансформаторов тока [Л. 1]. Как показывают исследования, изме-

ренные параметры отличаются от расчетных, что рекомендуется в [Л. 1] учитывать поправочными коэффициентами, определяемыми экспериментально для трансформаторов сходной конструкции.

При известных параметрах схемы расчет переходного процесса в сложной нелинейной цепи, какой является трехфазная сеть с насыщенным трансформатором, обычно выполняется с помощью ЦВМ. Изменение параметров или начальных условий требует повторения расчета. Для сокращения объема экспериментов и расчетов и наглядного представления результатов целесообразно выявить сочетания величин — комплексные параметры (обобщенные переменные [Л. 2]), оказывающие основное влияние на токовый переходный процесс включения трансформатора. Рассмотрим получение обобщенной характеристики, связывающей комплексные параметры процесса включения трансформатора на холостой ход, и ее использование для определения по осциллограмме тока включения параметров силового трансформатора с насыщенным магнитопроводом и наибольшего возможного броска тока.

Анализ обобщенных переменных. В качестве обобщенных переменных процесса целесообразно применять критерии подобия, которые могут быть формально получены по дифференциальным уравнениям. Вначале рассмотрим режим однофазного включения ненагруженного силового трансформатора. Для моментов времени, при которых ток включения больше тока насыщения $I_{\text{нас}}$, соответствующего точке перехода нелинейной части характеристики намагничивания в линейную [Л. 1], дифференциальное уравнение процесса включения имеет вид:

$$(L_0 + L_B) \frac{di}{dt} + ri = E_m \sin(\omega t + \alpha), \quad (1)$$

где L_0 и L_B — эквивалентные индуктивности питающей сети и включаемой обмотки насыщенного трансформатора.

Разделив обе части (1) на ri , опуская при этом знак дифференцирования, получим безразмерные комплексы величин (критерии подобия):

$$\pi_1 = (L_0 + L_B)/ri = T/t; \quad \pi_2 = E_m/ri; \quad \pi_3 = \omega t + \alpha, \quad (2)$$

где $T = (L_0 + L_B)/r$ — постоянная времени контура включения при насыщенном магнитопроводе.

В соответствии с π -теоремой [Л. 2] в моменты времени, для которых $i \geq I_{\text{нас}}$, между полученными комплексами существует однозначная зависимость. Представляет интерес зависимость между комплексами (2), определяемая для моментов времени t_{0k} , соответствующих равенству $\frac{di_k}{dt} = 0$, в k -й период. В результате наложения этого ограничения комплекс $\omega t + \alpha$, определяющий интервалы, на которых решается (1), оказывается лишним.

Комплекс π_2 для $t = t_{0k}$ можно с учетом (1) выразить следующим образом:

$$\frac{1}{\pi_2} = \frac{i_{0k} r}{E_m} = \sin(\omega t_{0k} + \alpha_k).$$

Поскольку затухание тока включения мощного трансформатора за один период незначительно, можно принять, что t_{0k} лежит на середине ширины основания тока:

$$\omega t_{0k} = \omega t_{sk} + \frac{D_k}{2} + 2(k-1)\pi,$$

здесь ωt_{sk} — угол, соответствующий моменту насыщения $\omega t_{sk} = \arccos A_k - \alpha_k$; A_k — относительное смещение оси синусоиды суммарного потокосцепления сети и трансформатора по отношению к точке перегиба кривой намагничивания в k -й период [Л. 3]; D_k — ширина основания тока включения в k -й период; $D_k = 2\pi - 2\arccos A_k$.

Комплекс π_2 является однозначной функцией размера A . В дальнейшем анализе будем использовать комплекс t/T и однозначно связанный с ним комплекс $I+A$, который входит в расчетное выражение для определения максимального значения тока включения [Л. 3 и 4].

Для режима трехфазного включения комплексные параметры могут быть получены аналогично, путем деления всех членов дифференциального уравнения для j -й фазы с учетом соотношений для цепи вторичных обмоток, соединенных в треугольник [Л. 4], на один из членов, опуская при этом знаки дифференцирования. Если пренебречь током $i_{\mu 0}$, соответствующим полю в пространстве вне магнитопровода, то, опустив промежуточные преобразования, получим выражения для безразмерных комплексов (обозначения величин приняты как в [Л. 4]):

$$\left. \begin{aligned} \pi_1 &= \frac{E_m}{r_0 i_j}; \quad \pi_2 = t/T; \quad \pi_3 = \\ &= \frac{L_{01} + L_0 - L_{0D}}{L_{01} + L_B} \frac{i_D}{i_{\mu j}}; \quad \pi_4 = \frac{L_{01} + L_0}{L_{01} + L_B} \frac{i_0}{i_{\mu j}}; \\ \pi_5 &= \frac{r_D t}{L_{01} + L_B} \frac{i_D}{i_{\mu j}}; \quad \pi_6 = \omega t + \alpha_j, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где i_j — ток в фазе, $j = A, B, C$; $i_{\mu j}$ — намагничивающий ток стержня j -й фазы магнитопровода; $i_0 = \frac{1}{3} i_N$, i_N — ток в нейтрали; i_D — ток во вторичных обмотках, соединенных в треугольник; r_0 — эквивалентное сопротивление питающей сети и первичной обмотки трансформатора; r_3 — сопротивление заземления; L_0 — индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора; L_{0D} , r_D — индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

При однофазном включении $i_D = 0$, $i_0 = \frac{1}{3} i_{\mu j}$ и система комплексов (3) сводится к комплексам (2). В этом случае комплекс $\pi_4 = \frac{L_{01} + L_0}{3(L_{01} + L_B)}$ оказывает лишь влияние на значение тока однофазного включения он не влияет.

Определение зависимости между обобщенными переменными. В соответствии с дифференциальными уравнениями и алгоритмом [Л. 4] была составлена электронная модель процесса включения трехфазного ненагруженного трансформатора. При составлении модели исходная система уравнений

приведена к базисным единицам [Л. 5]. На рис. 1 показана полученная на АВМ зависимость между безразмерными комплексами $1+A$ и t/T для режимов однофазного, двухфазного и трехфазного включения. Индекс t у величины A подчеркивает непрерывный характер зависимости A от начальных условий. Интервал от t_0 до t (рис. 1) представляет собой анализируемый отрезок времени переходного процесса включения на холостой ход¹.

Значения параметров модели и рассмотренные крайние случаи их сочетаний указаны в таблице. Поскольку возможны различные варианты наборов взаимно независимых безразмерных комплексов, то величины, варьируемые при моделировании, следует рассматривать как безразмерные параметры комплексного типа, которые, как и полученные выше комплексы (3), дают при исследованиях дополнительную информацию к основной связи $1+A_t=f(t/T)$.

Используемые безразмерные комбинации зависят только от параметров схемы замещения. Это существенно облегчает процесс исследования, так как нет необходимости фиксировать сразу несколько переменных (в соответствии с комплексами (3) — t, i_0, i_{μ}, i_D). Из рис. 1 видно, что $1+A_t$, помимо основной зависимости от t/T , слабо, но все же зависит от других варьируемых безразмерных параметров.

Величины $\frac{1+A_t}{1+A_0}$, используемые при анализе экспериментальных данных, в режимах трехфазного, двухфазного и однофазного включений отличаются менее чем на 10%, если $(t-t_0)/T < 2$. Это позволяет использовать обобщенную кривую, полученную для режима однофазного включения, при всех видах включения. Марка стали магнитопровода моделируемого трансформатора, как установлено, не влияет на зависимость $1+A_t=f(t/T)$.

В процессе исследования были выявлены соотношения, определяемые основной зависимостью $1+A_t=f(t/T)$ и практически не зависящие от других варьируемых параметров схемы замещения.

1. Если в токе i_D обмотки, соединенной в треугольник, в момент включения не наводится апериодическая слагающая, то:

$$\int_0^t i_D dt = 0, \quad \int_0^t i dt = \int_0^t i_{\mu} dt,$$

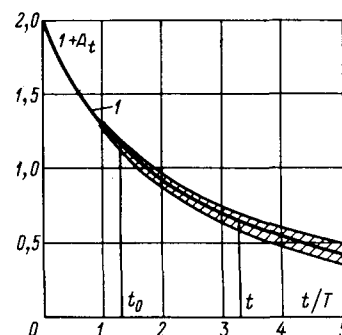
и максимальные значения намагничивающего тока и тока фазы $i_{\mu \max}$ и i_{\max} затухают с одинаковой скоростью:

$$\frac{i_{\mu \max} t}{i_{\mu \max 0}} = \frac{i_{\max} t}{i_{\max 0}} = K_{\text{зат}} t = \frac{1+A_t}{1+A_0}. \quad (4)$$

Соотношение (4) остается в силе и при наличии апериодической слагающей в токе треугольника ($i_{\text{да}} \neq 0$), если ее вычесть из тока фазы. Это легко осуществляется при предварительной обработке осциллограммы тока фазы, поскольку в моменты пауз $i=i_{\text{да}}$.

¹ t_0/T — абсцисса обобщенной кривой затухания, соответствующая величине $1+A_0$ при действительных начальных условиях; $1+A_0 < 2$.

Рис. 1. Обобщенная кривая затухания тока включения. 1 — однофазное включение; заштрихованная область — трехфазное включение.



2. Относительное уменьшение максимального значения суммарного потокосцепления при затухании тока включения не зависит от режима включения (однофазное, двухфазное, трехфазное) и подчиняется соотношению:

$$\Delta \Psi_* = \int_0^t \frac{i r_{\Sigma}}{\Psi_m} dt = (1+A_0) - (1+A_t). \quad (5)$$

Преобразуем (5) с учетом (4) и того, что

$$i_{\max 0}^{(n)} = \frac{E_m}{\omega (L_{\Sigma 1} + L_B^{(n)})} (1+A_0) = \frac{\Psi_m}{L_{\Sigma 1} + L_B^{(n)}} (1+A_0), \quad (6)$$

где индекс (n) определяет вид включения.

Получим:

$$\begin{aligned} \int_0^t i dt &= \frac{\Psi_m (1+A_0)}{r_{\Sigma}} \left(1 - \frac{1+A_t}{1+A_0} \right) = \\ &= \frac{L_{\Sigma 1} + L_B^{(n)}}{r_{\Sigma}} i_{\max 0}^{(n)} (1 - K_{\text{зат}} t), \end{aligned}$$

отсюда

$$\frac{\int_0^t i dt}{i_{\max 0}^{(n)} (1 - K_{\text{зат}} t)} = \frac{L_{\Sigma 1} + L_B^{(n)}}{r_{\Sigma}} = T^{(n)}. \quad (7)$$

Таким образом в расчетах токов (или сопротивлений) насыщенных трансформаторов вместо комплексного параметра $1+A$, зависящего от остаточного потокосцепления $\Psi_{\text{ост}}$ и фазы включения α [Л. 3], можно использовать параметры процесса включения ненагруженного трансформатора: $i_{\max 0}$,

$$i_{\max t}, \quad \int_0^t i dt.$$

Анализ экспериментальных данных. Величины

$$\int_0^t i dt, \quad K_{\text{зат}} t \text{ и } i_{\max 0} \text{ могут быть измерены, например,}$$

по осциллограмме тока включения. Если известно r_{Σ} , то (7) можно сразу определить $L_{\Sigma 1} + L_B^{(n)}$. Если r_{Σ} неизвестно, можно использовать дополнительную информацию о времени интегрирования тока $\Delta t = t - t_0$. По вспомогательной расчетной номограмме рис. 2, полученной путем перестроения основной зависимости $1+A_t=f(t/T)$ при нескольких значениях $\Delta t/T$, можно определить значение t_0/T . При интегрировании время Δt может быть выбрано в соответствии с принятыми при построении номограммы значениями $\Delta t/T$. Значение $1+A_0$

Параметры модели	Группа трансформаторов	Трехстержневой трансформатор		
		1	2	3
$B_{r \times A}, B, C$	I	0; +0,6; -0,6	0; +0,6; -0,6	0; +0,6; -0,6
	II	+0,6; -0,6; -0,6	+0,6; -0,3; -0,3	+0,6; -0,3; -0,3
$\frac{L_{\Sigma 0} + L_{\Sigma}}{3L_{\Sigma D}}$		2,33	2,33	0,033
$(L_{\Sigma 1} + L_{\Sigma})_*$		0,4	0,4	0,1
$\frac{(L_{\Sigma 0} - L_{\Sigma})_*}{3}$		0,033	0,033	0
$\frac{L_{\Sigma 1} + L_{\Sigma}}{L_{\mu 0}}$		0	0,8	0,01
r_{Σ}		0,0318	0,0318	0,0318
$\frac{r_D}{\omega L_{\Sigma D}}$	a	0,2	0,2	0,2
	b	0,02	0,02	0,02
r_{Σ}	a	0,0318	0,0318	0,0318
	b	0	0	0
$r_{\Sigma} + 3r_{\Sigma}$	a	0,59	0,59	0,043
$3L_{\Sigma D}$	b	0,15	0,15	0,01

определяется для полученного t_0/T из основной кривой рис. 1, а $L_{\Sigma 1} + L_{\Sigma}^{(n)}$ — из соотношения (6), r_{Σ} — из (7).

Зная A_0 при трехфазном включении, можно определить коэффициент среднего значения $K_{\text{сред}}$ по таблице [Л. 7] и затем найти:

$$i_{\mu \max 0} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\mu} dt}{K_{\text{сред}}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i dt}{K_{\text{сред}}} \quad (8)$$

Подставив $i_{\mu \max 0}$ в (6) вместо $i_{\max 0}^{(3)}$, можно определить $L_{\Sigma 1} + L_{\Sigma}^{(1)}$ и затем оценить коэффициент «помогающего эффекта» $K_{\text{п}} = L_{\Sigma} / L_{\Sigma}^{(1)}$.

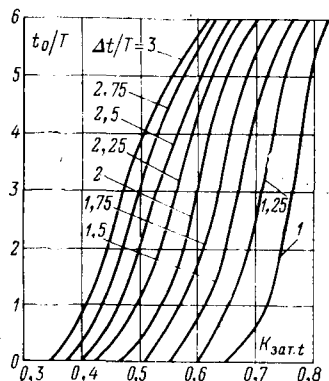


Рис. 2. Зависимость $t_0/T = f(K_{\text{зат.т}} \Delta t/T)$.

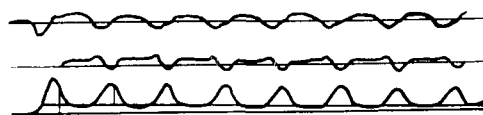


Рис. 3. Осциллограмма токов включения автотрансформатора типа АТДЦН-200000/330 со стороны 330 кВ.

По соотношению (7) можно судить о линейности характеристики намагничивания на рабочем участке (при постоянстве T в условиях изменения времени интегрирования $\Delta t = t - t_0$). Таким образом, для определения $I_{\text{нас}}$ достаточно определить $i_{\mu \max}$ в момент t , когда T увеличится на 3—5% [Л. 1].

Соотношение (7) справедливо при любой схеме соединения трансформаторов тока, однако предполагается, что трансформаторы тока идеально трансформируют токи включения.

При неодновременном включении в фазах и нейтрали может протекать апериодический затухающий ток [Л. 7]. При соединении трансформаторов тока в «звезду» этот ток должен исключаться при обработке осциллограммы, как указано выше. При соединении трансформаторов тока в «треугольник» свободная составляющая в токе нагрузки отсутствует, так как апериодические токи нулевой последовательности в фазах практически равны.

Пример. По осциллограмме тока включения (рис. 3) определить наибольшую ожидаемую амплитуду тока трехфазного включения, сопротивление обмотки насыщенного трансформатора, коэффициент помогающего эффекта и ток насыщения. Напряжение на шинах при включениях $U = 318$ кВ, эквивалентное индуктивное сопротивление системы прямой последовательности $X_{\Sigma 1} = 42,8$ Ом, трансформаторы тока соединены в звезду и имеют коэффициент трансформации $n_{\text{т.т}} = 1000/1$.

Предварительная проверка показала, что в пределах от 1-го до 15-го периода (на рис. 3 приведена часть осциллограммы) значение $T^{(3)}$, определяемое по данным процесса в фазе С, постоянно. При интегрировании не учитывался свободный ток нулевой последовательности путем деформации оси тока в фазе С в положение t' .

По выражению (7) определим T :

$$T^{(3)} = \frac{\int_0^{15 \cdot 0,02} i'_{2C} dt}{(1 - K_{\text{зат}(15)}) i_{2C \max(1)}} = \frac{30a \cdot \text{мсек}}{0,36 \cdot 0,5a} = 166 \text{ мсек.}$$

По расчетной номограмме рис. 2 для $K_{\text{зат}(15)} = 0,64$ и $\Delta t/T = 1,68$ находим $t_0/T = 3$.

По основной зависимости $1 + A_t = f\left(\frac{t}{T}\right)$ рис. 1 определим $1 + A_{t_1} = 0,7$.

Предварительно у включаемого трансформатора была измерена наибольшая относительная остаточная индукция $B_{r*} = 0,5$ и рассчитано наибольшее возможное значение A_{\max} :

$$A_{\max} = 1 - \frac{B_{s*} - B_{r*}}{B_{m*}} = 1 - \frac{1,21 - 0,5}{1} = 0,29.$$

Наибольшее ожидаемое максимальное значение тока трехфазного включения во вторичной цепи трансформаторов тока

$$i'_{\max} = i'_{\max(1)} \frac{1 + A_{\max}}{1 + A_{t_1}} = 0,5 \frac{1,29}{0,7} = 0,92 a.$$

В одном из экспериментов включения после насыщения стержней А и С постоянным током произошло включение в оптимальную фазу напряжения и в фазе С наблюдался наибольший ток:

$$i_{2C \max(1)} = 0,91 a.$$

Используя выражение (6), определим сопротивление обмотки фазы C насыщенного трансформатора:

$$X_{\text{в}}^{(3)} = \frac{Em(1 + A_0)}{i_{\text{max}}^{(3)}} - X_{\text{э1}} = \frac{259 \cdot 10^3 \cdot 0,7}{500} - 42,8 = 320,2 \text{ ом.}$$

Для оценки коэффициента помогающего эффекта определим $X_{\text{в}}^{(1)}$:

$$X_{\text{в}}^{(1)} = \frac{Em(1 + A_0)}{\frac{1}{T} \int_0^T i dt} K_{\text{сред}} - X_{\text{э1}} = \frac{20 \cdot 259 \cdot 10^3 \cdot 0,7}{3100} \cdot 0,262 - 42,8 = 263,2 \text{ ом.}$$

Коэффициент помогающего эффекта

$$K_{\text{п}} = \frac{X_{\text{в}}^{(3)}}{X_{\text{в}}^{(1)}} = \frac{320,2}{263,2} = 1,22.$$

Ток насыщения $I_{\text{нас}} = i_{\text{max}} t$, определяемый в момент t , когда $T^{(3)}$ по мере затухания тока в фазе C увеличился на 5%, равен:

$$I_{\text{нас}} = 0,3 I_{\text{ном}},$$

где $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток автотрансформатора, соответствующий электромагнитной мощности.

Выводы. 1. Путем анализа обобщенных переменных и расчета на АВМ определена обобщенная характеристика, связывающая безразмерные комплексные параметры сети и силового трансформатора.



2. Показано, что входящие в нее параметры насыщенного трансформатора могут быть определены опытным путем при минимальном числе экспериментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зихерман М. Х. Характеристики намагничивания мощных трансформаторов. — «Электричество», 1972, № 3.
2. Гухман А. А. Введение в теорию подобия. М., «Высшая школа», 1973.
3. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М., «Энергия», 1965.
4. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. Моделирование и расчеты переходных режимов в цепях релейной защиты (§ 3-3, формирование токов включения силовых трансформаторов, написанный А. С. Засыпкиным). М., «Энергия», 1974.
5. Засыпкин А. С., Бердов Г. В., Синегубов А. П. Формирование бросков намагничивающего тока силовых трансформаторов для исследования релейной защиты. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 8.
6. Засыпкин А. С., Бердов Г. В. Количественная оценка «помогающего эффекта», для расчета броска намагничивающего тока трехфазных силовых трансформаторов. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1970, № 7.
7. Бердов Г. В., Засыпкин А. С. Бросок намагничивающего тока в нейтрали силовых трансформаторов при их включении на холостой ход. Научно-технический сборник института «Энергосетьпроект», 1971, вып. 4.

[30.5.1975]

УДК 621.314.572.014.2

Узлы коммутации инверторов напряжения

ВЫСОЧАНСКИЙ В. С.

Москва

Коэффициент полезного действия инверторов напряжения, степень использования их силового оборудования и другие технические характеристики в большой мере зависят от свойств узлов коммутации. На рис. 1 приведен трехфазный инвертор напряжения с коммутирующей LC -цепью, типичной для многих инверторов [Л. 1]. Величина обратного напряжения, прикладываемого к запираемому вентилю, ограничена падением напряжения на шунтирующем его диоде. Наличие дросселя в контуре коммутации здесь так же обязательно, как и наличие конденсатора.

Сопоставим данный узел коммутации с другими узлами, где к запираемому вентилю подводится большая часть или все напряжение конденсатора, а дроссель в контуре коммутации выполняет вспомогательную функцию. Уточним расчетные соотношения, характерные для узла коммутации схемы рис. 1 в отличие от [Л. 2—5]. При исследовании процесса коммутации будем считать, что источник питания имеет бесконечно большую мощность, а вентили инвертора обладают нулевым сопротивлением в открытом и бесконечно большим сопротивлением в закрытом состоянии; кроме того, считаем, что величина обратного тока вентилей равна нулю, конденсатор и дроссель выполнены без потерь мощности, а фактические потери мощности в контуре коммутации выделяются на некоем активном сопротивлении r .

Пусть в системе установился стационарный процесс и к моменту запирающего вентиля I конденсатор заряжен до напряжения $U_C = U_{C0}$ (при этом знак плюс на правой обкладке конденсатора). После включения коммутирующих вентилей 7 и $1'$ ток в контуре коммутации определяется уравнением

$$i_C r + L \frac{di_C}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt - U_{C0} = 0. \quad (1)$$

Так как $i_C'(0) = 0$, то

$$i_C = \frac{U_{C0}}{\beta L} e^{\alpha t} \sin \beta t = K i_{\text{н}} \frac{\beta_0}{\beta} e^{\alpha t} \sin \beta t, \quad (2)$$

где β — собственная частота колебаний контура; α — декремент затухания; $K = i_{C \text{ max}} / i_{\text{н}}$ — отношение максимального тока конденсатора к коммутируемому току нагрузки при $\alpha = 0$. Величины β , α и K зависят также от величин r , L и C и связаны соотношениями:

$$\beta = \sqrt{\beta_0^2 - \alpha^2}, \quad \alpha = -\frac{r}{2L};$$

$$\beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (3)$$

$$K = \frac{U_{C0}}{\beta_0 L i_{\text{н}}}. \quad (4)$$

Добротность контура коммутации равна $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{r}$, поэтому $\frac{\beta_0}{\beta} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 1}}$ и

$$U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt - U_{C0} = -U_{C0} \frac{\beta_0}{\beta} e^{\alpha t} \sin (\beta t + \arctg 2Q). \quad (5)$$

Уравнения (2) и (5) справедливы только для периода времени, когда существует автономный контур коммутации и $i_C + i_{\text{н1}} = i_{\text{н}}$, где $i_{\text{н1}}$ — суммарный ток вентилей 1 и диода $4''$.

При индуктивном характере нагрузки и времени восстановления вентильной прочности, во много раз меньшем полупериода выходного напряжения, допустимо пренебречь изме-

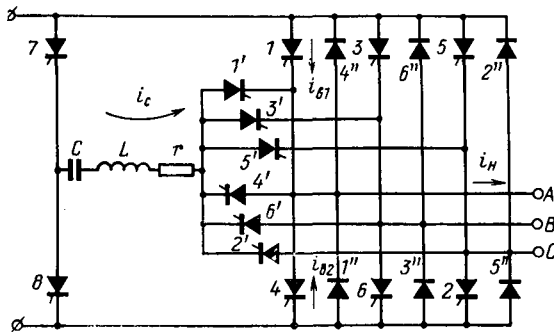


Рис. 1. Схема трехфазного инвертора с основными вентилями, шунтированными обратными диодами.

нением тока нагрузки за время коммутации и принять $i_H = \text{const}$. В момент t_1 , когда ток в цепи конденсатора нарастает до величины тока нагрузки, меняется направление тока i_{B1} и начинается восстановление вентильных свойств запираемого вентиля, которое должно закончиться до момента t_2 , когда i_{B1} спадет до нуля.

На рис. 2 приведены кривые $i_C(t)$ при различных значениях величин K и Q . Координаты βt_1 и βt_2 обозначены для случая, когда $Q = \infty$ и $K = 2$. Как следует из анализа этих кривых, интервал времени восстановления вентильных свойств ($t_B = t_2 - t_1$) зависит от величин K и Q . При $Q = \infty$ величина $t_B = t_{B0}$ и определяется из выражения

$$\frac{2t_{B0}}{\tau_0} = \frac{\pi - 2\arcsin \frac{1}{K}}{\pi}.$$

Так как период собственной частоты колебаний контура $\tau_0 = \frac{2\pi}{\beta_0}$, то

$$t_{B0} = \frac{\pi - 2\arcsin \frac{1}{K}}{U_{C0}} K L i_H. \quad (6)$$

Величина t_B уменьшается с уменьшением Q и K . С использованием кривых рис. 2 на рис. 3 построены зависимости

$$q = \frac{t_B}{t_{B0}} = q(K, Q) \quad (7)$$

и

$$p = \frac{t_2}{t_{20}} = p(K, Q), \quad (8)$$

где

$$t_{20} = \frac{\pi - \arcsin \frac{1}{K}}{\beta_0}. \quad (9)$$

Величины t_{B0} и t_{20} соответствуют величинам t_B и t_2 при $Q = \infty$. Решая совместно уравнения (3), (6) и (7) получим:

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{U_{C0} t_B}{q K i_H \left(\pi - 2\arcsin \frac{1}{K} \right)}; \\ C &= \frac{K i_H t_B}{q U_{C0} \left(\pi - 2\arcsin \frac{1}{K} \right)}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Восстановление вентильных свойств запираемого вентиля происходит при малой величине обратного напряжения, поэтому величина t_B должна превышать величину номинального времени восстановления вентильной прочности ($t_{Bн}$). По данным, приведенным в [Л. 3—5], $t_B = K t_{Bн}$, где $K \approx 1,5—3$.

Для определения величины U_{C0} , зависящей от параметров контура коммутации и величины нагрузки, необходимо исследовать все интервалы времени коммутационного процесса.

В момент времени t_2 $i_C = i_H$, поэтому из (2) находим, что

$$e^{\alpha t_2} = \frac{\beta}{\beta_0} \frac{1}{K \sin \beta t_2}. \quad (11)$$

Решая совместно выражения (5) и (11), определяем:

$$U_C(t_2) = U_{C2} = -\frac{U_{C0}}{K} \left(\frac{\beta_0}{\beta} \cotg \beta t_2 + \frac{1}{\sqrt{4Q^2 + 1}} \right). \quad (12)$$

Знак плюс теперь на левой обкладке конденсатора.

Параметры контура коммутации обычно выбирают такими, что при коммутации тока, близкого к номинальному, $|U_{C2}| > E$. Поэтому в момент t_2 запирается диод 4'' и отпирается диод 1''. Потенциал внешнего вывода инвертора скачком меняется на величину E . С момента t_2 вступают в силу соотношения:

$$i_C r + L \frac{di_C}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt + U_{C2} = E; \quad i_C + i_{B2} = i_H, \quad (13)$$

где i_{B2} — суммарный ток вентиля 4 и диода 1''.

Для упрощения записи отсчет времени теперь будем вести от момента t_2 . При решении (13) получим:

$$i_C = \left[\left(\frac{E - U_{C2}}{\beta L} - \frac{i_H}{2Q} \right) \sin \beta t + i_H \cos \beta t \right] e^{\alpha t} = A e^{\alpha t} \sin(\beta t + \psi), \quad (14)$$

где

$$A = \sqrt{\left(\frac{E - U_{C2}}{\beta L} - \frac{i_H}{2Q} \right)^2 + i_H^2} \quad (15)$$

и

$$\psi = \arcsin \frac{i_H}{A}. \quad (16)$$

Процесс коммутации оканчивается в момент t_3 , когда $i_C = 0$, а $i_{B2} = i_H$

$$\beta t_3 = \pi - \psi. \quad (17)$$

В этот момент

$$U_{C3} = U_{C2} + \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} i_C dt = U_{C2} + \frac{A \beta_0}{C \beta} \left(e^{-\frac{\pi - \psi}{\sqrt{4Q^2 + 1}}} + \sqrt{1 - \left(\frac{i_H}{A} \right)^2} + \frac{i_H/A}{\sqrt{4Q^2 + 1}} \right).$$

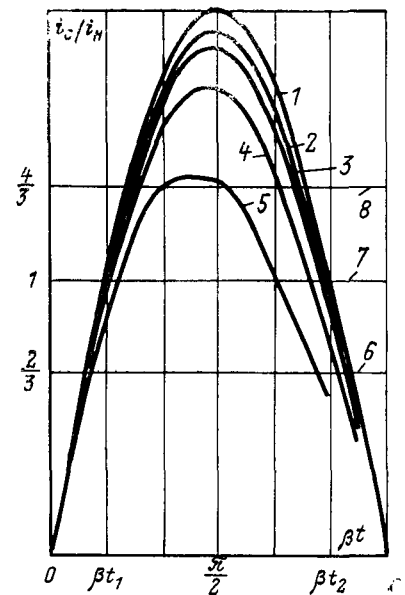


Рис. 2. Зависимости $i_C(t)$ и ток нагрузки.

1—5 — кривые $\frac{i_C}{i_H}(\beta t)$ при Q , равном ∞ , 20, 10, 5 и 2 соответственно; 6—8 — ток нагрузки при $1/K$, равном $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ соответственно, и $Q = \infty$.

При $0 \leq t \leq t_2$ энергия конденсатора W_{C1} частично переходит в энергию магнитного поля дросселя W_L , а частично рассеивается на резисторе W_{r1} . При $t_2 < t \leq t_3$ энергия дросселя и энергия источника питания W_H , поступившая в контур коммутации, частично расходуется на дозаряд конденсатора W_{C2} , а частично рассеивается на резисторе W_{r2} .

$$W_{C1} = W_L + W_{r1}; \quad (18)$$

$$W_L + W_H = W_{C2} + W_{r2}. \quad (19)$$

При стационарном периодическом процессе $W_{C1} = W_{C2}$ и $|U_{C3}| = |U_{C0}|$. Сложив (18) и (19), получим:

$$W_H = W_{r1} + W_{r2} = W_r. \quad (20)$$

Воспользовавшись выражениями (2) и (14) и обозначив $U_{C0}/E = \varepsilon$, получим:

$$\begin{aligned} W_{r1} &= r \int_0^{t_2} i^2 C dt = r \left(\frac{\varepsilon E}{\beta L} \right)^2 \int_0^{t_2} (e^{\alpha t} \sin \beta t)^2 dt = \\ &= \frac{E i_H \varepsilon K t_B}{2 \left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right) q} \left\{ 1 - e^{2\alpha t_2} \left[1 + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{1}{2Q} \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \left[\sin 2\beta t_2 - \frac{1}{4Q^2} \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \cos 2\beta t_2 \right] \right] \right\}; \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_{r2} &= r \int_{t_2}^{t_3} i^2 C dt = r A^2 \int_{t_2}^{t_3} [e^{\alpha t} \sin (\beta t + \psi)]^2 dt = \\ &= \frac{L A^2}{2} \left\{ 1 - e^{2\alpha t_3} + e^{2\alpha t_2} \frac{1}{4Q^2} + \frac{1}{2Q} \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \left[\sin 2\psi - \right. \right. \\ &\left. \left. - \frac{V 1 - 2 \sin^2 \psi}{2Q} \right] \right\}; \quad (22) \end{aligned}$$

$$W_H = \int_{t_2}^{t_3} E i_C dt = \frac{E A}{\beta_0} \frac{\beta}{\beta_0} \left[e^{\alpha t_3} + \frac{\sin \psi}{2Q} + \cos \psi \right]. \quad (23)$$

Поскольку обычно $2Q \gg 1$, примем $\beta = \beta_0$. Тогда из (4), (12) и (15) следует, что

$$A = i_H \sqrt{\left[\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 \right]^2 + 1}. \quad (24)$$

Решая совместно (10), (20) — (24) и учитывая, что $\frac{\cos 2\beta t_2}{4Q^2} \ll 1$, $\frac{1}{2Q} \left[\sin 2\psi - \frac{V 1 - 2 \sin^2 \psi}{2Q} \right] \ll 1$ и $\frac{1}{4Q^2} \ll 1$, получим:

$$\begin{aligned} W_H &= \frac{E i_H t_B}{q \left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right)} \left[e^{-\frac{\beta t_2}{2Q}} \sqrt{\left(\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 \right)^2 + 1} + \right. \\ &\left. + \frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 + \frac{1}{2Q} \right] = W_r = \frac{E i_H \varepsilon t_B}{2q \left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right)} \times \\ &\times \left\{ K \left[1 - e^{-\frac{\beta t_2}{Q}} \left(1 + \frac{\sin 2\beta t_2}{2Q} \right) \right] + \right. \\ &\left. + \frac{1}{K} \left(1 - e^{-\frac{\beta t_2}{Q}} \right) \left[\left(\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 \right)^2 + 1 \right] \right\}, \quad (25) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} e^{-\frac{\beta t_2}{2Q}} \sqrt{\left(\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 \right)^2 + 1} + \frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 + \frac{1}{2Q} &= \\ = \xi = \frac{K \varepsilon}{2} \left[1 - e^{-\frac{\beta t_2}{Q}} \left(1 + \frac{\sin 2\beta t_2}{2Q} \right) \right] + \frac{\varepsilon}{2K} \left(1 - e^{-\frac{\beta t_2}{Q}} \right) \times \\ \times \left[\left(\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} \beta t_2 \right)^2 + 1 \right], \quad (26) \end{aligned}$$

где с учетом (8), (9) и (16), (17)

$$\begin{aligned} \beta t_2 &= p \left(\pi - \arcsin \frac{1}{K} \right); \quad \beta t_3 = \pi - \\ &- \arcsin \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{K}{\varepsilon} + \operatorname{ctg} p \left(\pi - \arcsin \frac{1}{K} \right) \right]^2 + 1}}. \end{aligned}$$

В соответствии с уравнением (26) на рис. 3 построены кривые $\varepsilon(K, Q)$. По условиям коммутации величина K должна быть больше единицы, поэтому $\lim_{Q \rightarrow \infty} \varepsilon = \infty$.

При расчете величины ε одновременно находится и величина ξ , в связи с чем при определении потерь энергии за одну коммутацию удобно воспользоваться выражением:

$$W_r = E i_H \frac{t_B \xi}{q \left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right)} = E i_H t_B \nu, \quad (27)$$

где

$$\nu = \frac{\xi}{\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K}}. \quad (28)$$

На рис. 4 построены кривые $\nu(K)$ при различных значениях величины Q . Как следует из этих кривых, величина K , соответствующая минимуму потерь энергии, является функцией добротности контура коммутации и в общем случае не равна величине 1,5, как указано в [Л. 2, 5]. Для оценки величины максимальной частоты инвертора на этом же рисунке приведена зависимость $t_K/t_B(K)$ при $Q=10$, где t_K — полное время коммутации ($t_K = t_2 + t_3$).

Воспользовавшись уравнениями (27) и (28), напомним формулу для определения величины потерь мощности в контуре (контурах) коммутации многофазного инвертора:

$$P = W_{rn} \frac{1}{T} = E i_H \nu K i_n \frac{t_{BH}}{T},$$

где n — общее число коммутаций за период T .

С изменением нагрузки величина U_{C0} также меняется. В этом случае величины C и L должны выбираться такими, чтобы и при $\varepsilon=1$ обеспечить коммутацию при набросе нагрузки. Для этого в (10) величину t_B следует принимать с дополнительным запасом: $t_B = K_3 K t_{BH}$, где K_3 — коэффициент дополнительного запаса.

Для определения величины K_3 необходимо исследовать переходный процесс с учетом темпа роста коммутируемого тока нагрузки при ее набросе. Ориентировочно можно принять $K_3 \geq \varepsilon$, где ε соответствует желаемой величине кратности напряжения на конденсаторе при стационарном процессе с максимальной нагрузкой. (При работе инвертора на холостом ходу $\varepsilon=1$.) Ошибка в выборе величины K_3 будет тем меньше, чем больше принята величина K , так как с ее увеличением ε уменьшается.

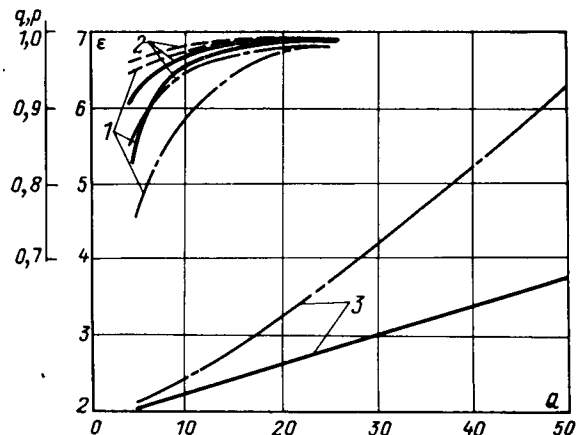


Рис. 3. Зависимости $q(Q)$ (кривые 1), $p(Q)$ (кривые 2) и $\varepsilon(Q)$ (кривые 3) при различных значениях K . — — — $K=3$; — · — $K=2$; — — — $K=1.5$.

Следовательно, потери мощности в контуре коммутации инвертора при $U_{co} = \text{var}$ в периоды работы с номинальным током коммутации оказываются равными:

$$P = E i_{H\text{вн}} K_3 K_t \frac{t_{\text{вн}}}{T}; \quad (29)$$

Обычно величины K и Q выбирают такими, чтобы $\varepsilon = 2$, поэтому при $K_3 = \varepsilon$ и $K_t = 1,5-3$:

$$P \approx (3-6) E i_{H\text{вн}} \frac{t_{\text{вн}}}{T}.$$

Таким образом, при переменной величине коммутируемого тока коммутационные потери в инверторе увеличиваются. Для уменьшения зависимости напряжения перезаряда конденсатора от величины тока нагрузки обычно выполняют одно из следующих мероприятий:

1. Вентиль, противофазный закрываемому вентилю, открывают в момент t_2 . Нестабильность коммутационной способности узла в этом случае определяется угловой погрешностью системы управления вентилями и изменением добротности контура коммутации, например из-за изменения температуры. В цепи основных вентилях здесь необходимо включать дроссели, поскольку индуктивность контура коммутации перестает их защищать от недопустимой скорости нарастания анодного тока.

2. Подзаряжают конденсатор от вспомогательного источника. Мощность последнего оказывается тем больше, чем выше частота коммутаций.

3. Выбирают параметры узла коммутации из условий, обеспечивающих $\varepsilon = 1,2-1,5$ (величина Q мала, а K велика).

4. Подключают к конденсатору цепи «сброса» энергии [Л. 5].

Следовательно, стабилизация коммутационной способности данного узла коммутации требует увеличения мощности силового оборудования инвертора или увеличения потерь мощности при коммутации.

Радикальное улучшение работы узла коммутации в смысле уменьшения коммутационных потерь и минимизации емкости коммутирующего конденсатора может быть обеспечено путем замены «обратных» диодов на управляемые вентили. Подобные схемы описаны в [Л. 6, 7]. Коммутирующая индуктивность в этих схемах может быть принята равной нулю. Для защиты же вентилях от опасных значений скорости нарастания анодного тока применяют насыщающиеся дроссели, установка которых практически не влияет на условия выбора конденсатора. Величина его емкости в этих схемах определяется из выражения

$$C = \frac{i_{H\text{вн}} t_{\text{вн}}}{U_{co}}. \quad (30)$$

Величина U_{co} , а следовательно, и коммутационная способность этих узлов во всех режимах работы инверторов неизменна. При отсутствии источника подзаряда $U_{co} = E$. Кон-

денсатор здесь перезаряжается только током нагрузки, поэтому время восстановления вентиляльной прочности обратно пропорционально величине коммутируемого тока.

Указанное свойство схемы из достоинства (минимальные потери мощности в контуре коммутации) превращается в недостаток (искажение напряжения из-за затянувшегося времени коммутации) лишь при частотах, превышающих 75-100 гц, и диапазоне изменения величины коммутируемого тока, превышающем 8-10, когда максимальное время коммутации перестает быть много меньшим интервала времени между очередными коммутациями.

Поскольку основные вентили инвертора закрываются при относительно большой величине обратного напряжения (полное напряжение конденсатора по сравнению с 1-2 в падения напряжения на диоде), величина $t_{\text{вн}}$ в формуле (30) должна быть принята не более, чем $t_{\text{вн}} = t_{\text{вн}}$. (Как указано в [Л. 8], при большой интенсивности спада тока в закрываемом вентилю величина $t_{\text{вн}}$ может быть взята меньше, чем $t_{\text{вн}}$.)

Сопоставив выражения (10) и (30), нетрудно установить, что замена обратных диодов на управляемые вентили позволяет уменьшить величину емкости коммутирующего конденсатора в d раз:

$$q = \frac{KK_t}{p \left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right)},$$

Разница между величинами емкостей конденсаторов сравниваемых узлов коммутации оказывается еще больше при использовании последних и для отключения тока короткого замыкания. Если в схемах с полной величиной коммутирующего напряжения скорость роста тока в цепи конденсатора ограничена только допустимой величиной скорости роста анодного тока коммутирующих вентилях и в моменты отключения аварийного тока может быть еще увеличена за счет форсированного открытия этих вентилях, то в схеме с ограниченной величиной коммутирующего напряжения эта скорость оказывается существенно меньше. Поэтому в схемах типа рис. 1 величина аварийного тока в цепи запираемого вентиля к моменту t_1 будет значительно превышать ток, при котором поступила команда на отключение.

В связи с этим параметры узла коммутации должны выбираться с учетом увеличенной скорости роста тока в цепи основных вентилях. В схеме рис. 1 это возможно только при больших значениях K , то есть при параметрах, отличных от значений, соответствующих требованию минимума потерь.

К недостаткам рассмотренного узла коммутации с полной величиной коммутирующего напряжения следует отнести увеличение числа управляемых вентилях и, главное, усложнение системы управления, так как отпирающие импульсы на обратные вентили должны подаваться точно в моменты времени, когда напряжение на конденсаторе равно нулю.

От этих недостатков свободна схема узла коммутации инвертора, приведенного на рис. 5 [Л. 9]. Эта схема по своим

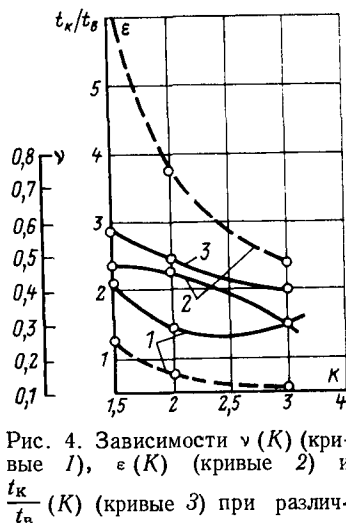


Рис. 4. Зависимости $\varepsilon(K)$ (кривые 1), $\varepsilon(K)$ (кривые 2) и $t_k/t_b(K)$ (кривые 3) при различных значениях Q — — — $Q = 50$; — — — $Q = 10$.

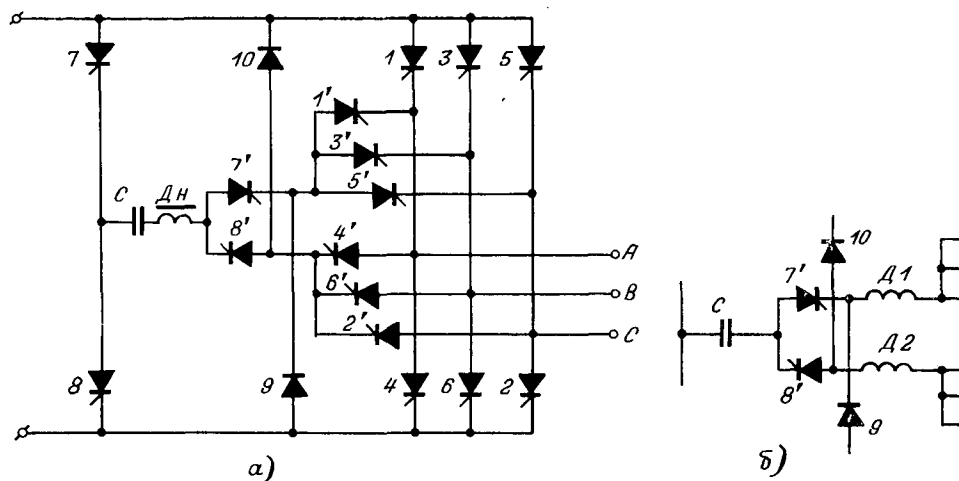


Рис. 5. Схема трехфазного инвертора с обратными диодами, отсеченными от основных вентилях.

свойствам, алгоритму управления вентилями и по начертанию близка к схеме рис. 1. Различие в основном состоит в том, что вместо шести обратных диодов здесь используются два диода и два управляемых вентиля 7' и 8', открытие которых производится одновременно с открытием одноименных с ними коммутирующих вентилях 7, 8. Управление всеми остальными вентилями в обеих схемах может быть идентично. Рассмотрим именно этот случай.

Благодаря развязке диодов 9, 10 вентилями 7', 8' дроссель в схеме рис. 5,а выполняет вспомогательную функцию, все основные вентили инвертора закрываются полным напряжением конденсатора. При каждом очередном перезаряде конденсатора, как только его напряжение становится равным напряжению источника питания, положительным анодным напряжением открывается очередной диод 9 или 10. Напряжение перезаряда конденсатора при любом токе нагрузки, отличном от нуля, постоянно. Поэтому коммутационная способность инвертора всегда неизменна.

При работе с максимальным током нагрузки время коммутационного процесса в этой схеме, как и в схеме с обратными управляемыми вентилями, минимально и составляет $t_n = 2t_{вн}$. Следовательно, максимальная частота инвертора при полной его загрузке превосходит максимальную частоту инвертора по схеме рис. 1 в несколько раз. Потери мощности в узлах коммутации схем с полной величиной коммутирующего напряжения во много раз меньше, чем потери в узле коммутации схемы рис. 1. Происходит это потому, что, во-первых, добротность конденсаторов примерно в 30—100 раз превышает добротность LC-цепи; во-вторых, ток конденсатора не превышает тока нагрузки, и в-третьих, продолжительность коммутационного процесса в этих схемах меньше. Следовательно, рассмотренный узел коммутации обеспечивает максимальный диапазон рабочих частот инверторов при минимальной величине коммутационных потерь.

В отдельных случаях интенсивный спад тока в цепи запираемого вентиля может оказаться нежелательным из-за большого уровня радиопомех. Ограничение скорости спада этого тока может быть достигнуто в результате замены насыщающегося дросселя D_n дросселем с постоянной индуктивностью D , который может быть включен или в тот же участок цепи, что и дроссель D_n , или разделен на два дросселя $D1$ и $D2$ и включен между диодами и вентилями 1'—6' (рис. 5,б). В начальный период коммутации при $i \leq i_n$ процессы в схемах рис. 5 идентичны процессам в схеме рис. 1. Однако при одинаковом со схемой рис. 1 алгоритме управления вентилями ток контура коммутации в схемах рис. 5 не может превосходить тока нагрузки, поэтому стационарный периодический процесс здесь обеспечивается и при $Q = \infty$. Из выражения (2) следует, что:

$$\left(\frac{di_c}{dt}\right)_{\max} = \left(\frac{di_c}{dt}\right)_{t=0} = i'_{\max} = \frac{U_{C0}}{L}. \quad (31)$$

В схеме рис. 5,б конденсатор отсечен от дросселей тиристорами 7', 8'. Дроссели после каждой коммутации отдают свою энергию нагрузке, поэтому $U_{C0} = E$ и $i'_{\max} = E/L$. К моменту t_1 , когда прекращается ток в запираемом вентиле, напряжение на конденсаторе при $Q = \infty$ становится равным:

$$U_{C1} = E \arcsin \frac{1}{K},$$

Под величиной K здесь понимается отношение фиктивного максимального тока конденсатора, который был бы, если бы процесс коммутации описывался уравнением (1) и при $t > t_1$, к максимальному току нагрузки. Следовательно:

$$K = \frac{E}{i_n} \sqrt{C/L} \quad \text{и} \quad U_{C1} = E \sqrt{1 - \frac{L}{C} \left(\frac{i_n}{E}\right)^2}.$$

С момента t_1 и до окончания перезаряда конденсатора его ток остается равным току нагрузки. По аналогии с формулой (30) величина коммутирующей емкости равна:

$$C = \frac{i_n t_{вн}}{K_c E}. \quad (32)$$

Коэффициент K_c учитывает степень разряда конденсатора к моменту t_1 :

$$K_c = \frac{U_{C1}}{E} = \sqrt{1 - \frac{L}{C} \frac{i_n^2}{E^2}}. \quad (33)$$

Решая совместно (31)—(33) при $t_{вн} = t_{вн}$, найдем, что

$$K_c = \sqrt{1 + \left(\frac{i_n}{2i'_{\max} t_{вн}}\right)^2} - \frac{i_n}{2i'_{\max} t_{вн}}; \quad L = \frac{1 - K_c^2}{K_c} \frac{E t_{вн}}{i_n}. \quad (34)$$

В схеме рис. 5,а дроссель отдает свою энергию не нагрузке, а конденсатору; U_{C0} здесь превышает напряжение источника питания и тем больше, чем больше ток нагрузки: $U_{C0} = \varepsilon E$ ($\varepsilon > 1$). Поэтому в этой схеме:

$$C = \frac{i_n t_{вн}}{K_c \varepsilon E}; \quad L = \frac{\varepsilon E}{i'_{\max}}.$$

При перезаряде конденсатора очередной диод 9 или 10 начинает проводить ток нагрузки с момента t_2 , когда $U_{C2} = E$, и проводит его до момента t_3 . При отсчете времени от момента t_2 из (15)—(17) находим, что при $Q = \infty$ $A = i_n$; $\psi = \pi/2$; $\beta t_3 = \pi/2$. С момента t_2 $i_c = i_n \sin(\beta t + \pi/2)$, поэтому

$$|U_{C3}| = \varepsilon E = U_{C2} + \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} i_c dt = E + i_n \beta L = E \left(1 + \varepsilon \sqrt{\frac{K_c i_n}{i'_{\max} t_{вн}}}\right).$$

Следовательно,

$$\varepsilon = \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{K_c i_n}{i'_{\max} t_{вн}}}}.$$

Величина максимального напряжения на основных вентилях может быть найдена как

$$U_{в\max} = E + U_{C1} = E(1 + \varepsilon K_c).$$

При $t < t_1$ ток конденсатора меняется по закону, близкому к линейному, поэтому

$$t_1 = \frac{2C(U_{C0} - U_{C1})}{i_n} = \frac{2t_{вн}(1 - K_c)}{K_c},$$

откуда

$$\frac{t_1}{t_{вн}} = 2 \frac{1 - K_c}{K_c}.$$

Поскольку

$$\frac{\beta t_1}{\beta t_3} = \frac{2 \arcsin \frac{1}{K}}{\pi} \quad \text{и} \quad \frac{1}{K} = \frac{i_n}{U_{C0}} \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{K_c i_n}{i'_{\max} t_{вн}}},$$

то

$$t_3 = t_{вн} \frac{\pi(1 - K_c)}{K_c \arcsin \sqrt{\frac{K_c i_n}{i'_{\max} t_{вн}}}}.$$

На рис. 6 построены кривые K_c , $t_1/t_{вн}$, ε и εK_c в функции безразмерного параметра

$$a = \frac{i_n}{2i'_{\max} t_{вн}}.$$

Если за величину i_n принять амплитудное значение полуволны синусоидального тока вентиля в классификационной схеме, а i'_{\max} принять равным максимально допустимой крутизне нарастания тока через вентиль, то для большинства инверторных тиристоров: $0,05 < a < 0,2$.

Таким образом, включение постоянной индуктивности в контур коммутации в зависимости от места включения позволяет воздействовать на величину напряжения и требуемой емкости конденсатора, а также и на величину максимального напряжения на вентилях.

Включение ненапрягающей индуктивности в контур коммутации позволяет, кроме того, стабилизировать время коммутации при изменении тока нагрузки. Это свойство весьма важно для инверторов, используемых в качестве источников гарантированного питания разветвленной сети потребителей, особенно, если применен инвертор с квазисинусоидальной формой кривой выходного напряжения [Л. 9].

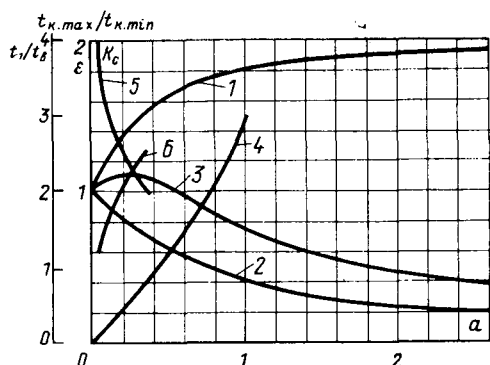


Рис. 6. Зависимости $\varepsilon(a)$ (кривая 1), $K_c(a)$ (кривая 2); $\varepsilon K_c(a)$ (кривая 3); $\frac{t_1}{t_2}(a)$ (кривая 4); $K(a)$ (кривая 5); $\frac{t_{k \max}}{t_{k \min}}(a)$ (кривая 6).

Для стабилизации времени коммутации и обеспечения тем самым неизменности формы кривой напряжения инвертора достаточно изменить алгоритм управления вентилями 1'—6', подавая на них дополнительные открывающиеся импульсы, что позволит создавать автономные контуры перезаряда конденсатора по цепям этих вентилях. Например, если при заперении вентиля 1 спустя время $t = t_{\text{вн}}$ по отношению к фронту импульса вентиля 1' подать открывающийся импульс и на вентиль 4', то наряду с контуром перезаряда конденсатора по цепи нагрузки создастся контур перезарядов по цепи 7—C—D—7'—1'—4'—10—7 в схеме рис. 5,а или по цепи 7—C—7'—D1—1'—4'—D2—10—7 в схеме рис. 5,б. Коммутационная способность инвертора не изменится, а время коммутации при работе инвертора на холостом ходу (максимальное время коммутации) будет ограничено величиной

$$t_{k \max} = t_{\text{вн}} + t_{\text{н}},$$

где $t_{\text{н}}$ — время перезаряда конденсатора по цепи дополнительного контура.

С помощью выражений (32) и (34) можно установить, что в схеме рис. 5,б при работе инвертора на холостом ходу

$$t_{\text{н}} = \frac{\tau}{2} = \frac{\pi}{\beta} = \pi \sqrt{2LC} = \frac{\sqrt{2} \pi t_{\text{вн}}}{K_c} \sqrt{1 - K_c^2};$$

$$i_{C \max} = E \sqrt{\frac{C}{2L}} = \frac{i_{\text{н}}}{\sqrt{2(1 - K_c^2)}},$$

где $i_{C \max}$ — амплитудное значение максимального тока перезаряда конденсатора при перезарядке только по цепи дополнительного контура.

В схеме рис. 5,а по сравнению со схемой рис. 5,б при одной и той же величине $i_{\text{макс}}$ величина $t_{\text{н}}$ меньше, а величина $i_{C \max}$ больше в $\sqrt{2}$ раз.

На рис. 6 построены кривые $K(a)$ и $t_{k \max}/t_{k \min}(a)$ для схемы рис. 5,б при последнем алгоритме управления вентилями 1'—6'. Как следует из этих кривых, при $a < 0,1$ время коммутационного процесса меняется незначительно при изменении нагрузки в самых широких пределах — от холостого хода до максимальной. Сравнив кривую 6 рис. 6 с кривой 3 рис. 4, можно установить, что время коммутационного процесса в схемах рис. 5 в несколько раз меньше, чем это время в схеме по рис. 1.

Потери мощности при коммутации в обеих схемах рис. 5 примерно одинаковы и зависят от величины тока нагрузки. Поскольку $t_1 \ll t_{\text{к}}$, то можно принять, что $t_1 = 0$ и с самого начала коммутации ток конденсатора равен току нагрузки. Тогда при максимальном токе нагрузки при обоих рассмотренных алгоритмах управления вентилями $t_{\text{к}} = 2t_{\text{вн}}$

$$P = i_{\text{н}}^2 \frac{\rho}{Q} \frac{2t_{\text{вн}}}{T} n.$$

В схеме рис. 5, б

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{E}{i_{\text{н}}} \sqrt{1 - K_c^2}.$$

Следовательно,

$$P = 2Ei_{\text{н}} \frac{t_{\text{вн}}}{T}.$$

Сопоставив выражения (29) и (35), легко установить, что потери в контурах коммутации последних схем во много раз меньше, чем потери в схеме по рис. 1. Например, если добротность контуров коммутации сравниваемых схем одинакова и схемы собраны на вентилях типа ТЧ100, у которых

$$a = \frac{i_{\text{н}}}{2i'_{\text{макс}} t_{\text{вн}}} = \frac{E \pi i_{\text{вн}}}{2i'_{\text{макс}} t_{\text{вн}}} = \frac{3,14 \cdot 100}{2 \cdot 10^8 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \approx 0,08,$$

то коммутационные потери в схеме рис. 5,б оказываются меньше, чем эти же потери в схеме рис. 1, в 7,5 раз при $Q = 10$ и 20 раз при $Q = 50$. (При расчете потерь в схеме рис. 1 принято $K = 2$, $K_c = 1$ и $K_1 = 2$). Поскольку схемы рис. 5 в отличие от схемы рис. 1 не накладывают ограничений на величину Q , то фактические коммутационные потери в сравниваемых схемах могут отличаться еще больше.

Следует отметить, что подачей дополнительных отпирающих импульсов на вентили 1'—6' в схеме рис. 5,б можно не только минимизировать время коммутационного процесса, но и воздействовать на величину максимального прямого и обратного напряжения основных вентилях. Так, если основные и дополнительные открывающиеся импульсы подавать на коммутирующие вентили со сдвигом на 180° , то при одинаковой индуктивности дросселей D1 и D2 максимальная величина пика коммутационного напряжения на вентилях снизится в 2 раза и будет не более, чем $U_{\text{св}}/2$. В этом случае за счет увеличения емкости коммутирующего конденсатора заметно повысится использование вентилях инвертора по напряжению.

Таким образом, рассмотренный узел коммутации благодаря развязке обратных диодов управляемыми вентилями является весьма гибким коммутирующим устройством и обладает достоинствами узлов коммутации как с ограниченной, так и с полной величиной коммутирующего напряжения, но свободен от их недостатков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Regulation de la vitesse le moteurs asynchrones. — «Usine nouvelle», 1967, vol. 23, № 42, 127.
2. Бэдфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М., «Энергия», 1969. 278 с.
3. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты. М., «Энергия», 1969. 184 с.
4. Эпштейн И. И. Электромагнитные процессы в автономных инверторах напряжения. Материалы 1-го Всесоюзного научно-технического совещания «Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике». Вып. 1. М., 1972.
5. Сандлер А. С., Гусакский Ю. М. Тиристорные инверторы с широтноимпульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1968. 94 с.
6. Adjustable-frequency invertors and their application to variable speed drives. — «Proc. Instn. Electr. Eng.», 1964, № 11, III. Aut.: D. A. Bradley, C. D. Clarbe, R. M. Davis, D. O. Jones.
7. Высочанский В. С. Взаимокомпенсация энергии электромагнитных полей многофазной нагрузки. — «Электричество», 1971, № 11, с. 39—43.
8. Богрий В. С., Русских А. А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. М., «Энергия», 1972. 183 с.
9. Высочанский В. С. Принципы построения силовых схем трехфазных инверторов, ЭП серия «Преобразовательная техника», 1974, 4(51), с. 11—14.

[18.11.1974]



Исследование вынужденных колебаний электромеханического привода с люфтом и инерционным ведомым телом

Кандидаты техн. наук ПОДВАЛЬНЫХ А. С., ШАРОВ С. Н.

Ленинград

Люфт в электромеханическом приводе автоматических систем — одна из наиболее распространенных нелинейностей, оказывающих отрицательное влияние на устойчивость и качество переходных процессов. Существуют различные математические модели люфта, наиболее распространенная из которых — «геометрическая». Такая модель соответствует электромеханическому приводу, где ведомое тело обладает малым моментом инерции и существенным моментом сухого трения [Л. 1]. В модели, принятой в [Л. 2], инерционное ведомое тело не обладает ни сухим, ни вязким трением. В статье рассматривается случай, при котором инерционное ведомое тело при движении расходует энергию на преодоление момента сопротивления, пропорционального скорости.

На рис. 1 приведены примеры автоматических систем с различным размещением датчика обратной связи. В зависимости от расположения этого датчика электромеханический привод с люфтом и инерционным ведомым телом является составной частью замкнутой или разомкнутой автоматических систем.

Исследуем вынужденные колебания механической передачи, которая содержит три основных элемента: двигатель, люфт и инерционное ведомое тело. Обозначим θ_1 — угол поворота ведущего вала, а θ_2 — угол поворота ведомого вала. Соответственно $\dot{\theta}_1$ и $\dot{\theta}_2$ — скорости поворота. В механической передаче с люфтом возможны два случая: $\theta_1 = \theta_2$ — случай, соответствующий выбранному люфту, и $\theta_1 \neq \theta_2$ — случай отсутствия механического контакта между ведомым и ведущим валом. Если ведущий вал совершает гармоническое движение

$$\dot{\theta}_1 = A_0 + A \sin \omega t,$$

где A_0 — постоянная составляющая; A и ω — амплитуда и частота колебаний скорости, то в случае неупругого удара скорость вращения ведомого вала изменяется, как показано на рис. 2, а.

Примем следующие допущения:

люфт кинематической передачи сосредоточен в одном месте, или момент инерции данной передачи, не скрепленной жестко с двигателем и ведомым телом, значительно меньше их моментов инерции (с учетом приведения моментов к одной оси); момент сухого трения пренебрежимо мал.

На рис. 2 показаны эпюры колебаний ведомого вала кинематической передачи с люфтом. При этом кривая 1 соответствует модели люфта, принятой в [Л. 1], а кривая 2 — модели [Л. 2]. На интервале $t_1 - t_2$, соответствующем фазовому интервалу $\psi_1 = \omega t_1$ и $\psi_2 = \omega t_2$, происходит выбор люфта, т. е. нет механического контакта между ведомым и ведущим валом. На этом интервале скорость выходного вала изменяется в соответствии с уравнением:

$$\ddot{\theta}_{2л} T + \dot{\theta}_{2л} = 0, \quad (1)$$

где T — постоянная времени, обусловленная моментом инерции ведомого тела и коэффициентом вязкого трения.

На других интервалах колебаний

$$\dot{\theta}_1 = \dot{\theta}_2 = A_0 + A \sin \omega t. \quad (2)$$

Рассоединение ведомого и ведущего вала может произойти только с момента, когда

$$\ddot{\theta}_1 = \ddot{\theta}_{2л}. \quad (3)$$

Из этого условия определим фазовый угол ψ_1 , соответствующий моменту размыкания механической передачи в первом полупериоде колебаний:

$$A_0 + A \sin \psi_1 + AT\omega \cos \psi_1 = 0. \quad (4)$$

Наименьший положительный корень трансцендентного уравнения (4) определяет искомое значение ψ_1 . В интервале $\left[\pi/2, \pi + \arcsin \frac{A_0}{A}\right]$ уравнение (4) имеет единственное решение. Для случая $A_0 = 0$ $\psi_1 = \pi - \psi_0$, где $\psi_0 = \arctg T\omega$.

Для определения конца интервала, на котором происходит выбор люфта, воспользуемся следующим условием [Л. 3]:

$$\int_{t_1}^{t_2} \dot{\theta}_{2л} dt - \int_{t_1}^{t_2} \dot{\theta}_1 dt = 2b, \quad (5)$$

где $2b$ — величина люфта в угловых единицах.

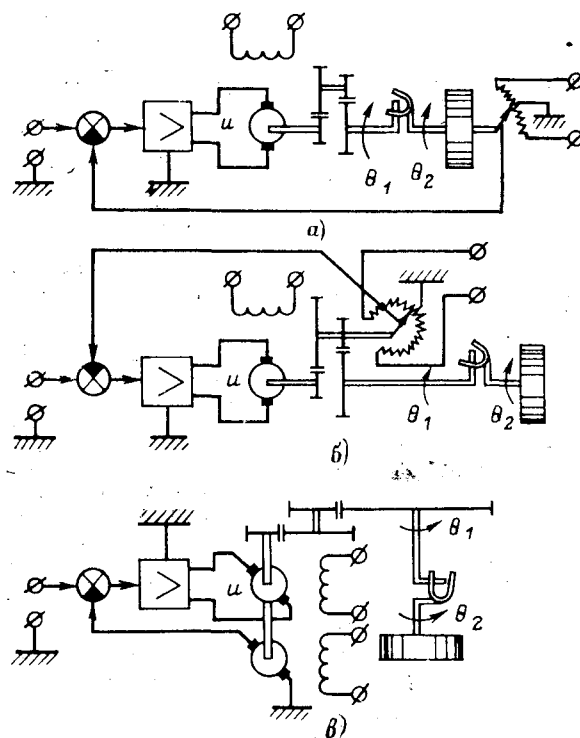


Рис. 1. Схемы автоматических систем с электроприводом и люфтом в механической передаче с различным размещением датчика обратной связи.

а — на валу ведомого тела; б — внутри кинематической передачи; в — на валу электродвигателя.

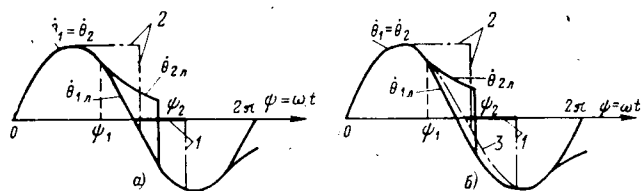


Рис. 2. Эпюры колебаний скорости ведущего и ведомого валов механической передачи.

а — постоянная времени электродвигателя не изменяется; б — постоянная изменяется при расцеплении валов.

Решая уравнение (5), получим:

$$2b\omega + A_0(\psi_2 - \psi_1) + A(\cos \psi_1 - \cos \psi_2) + T\omega(A_0 + A \sin \psi_1) \left(e^{-\frac{\psi_2 - \psi_1}{T\omega}} - 1 \right) = 0. \quad (6)$$

Трансцендентное уравнение (6) позволяет определить значение фазового угла $\psi_2 = \omega t_2$, который может находиться в пределах $[\psi_1, 2\pi + \psi_1]$. Отсутствие решения в указанных пределах означает отсутствие вынужденного движения выходного вала.

Для оценки частотных свойств рассмотренной передачи, а также для нахождения гармонически линеаризованной передаточной функции данного звена [Л. 1]

$$\frac{\dot{\theta}_2}{\dot{\theta}_1} = q(A, \omega) + q'(A, \omega) \frac{p}{\omega}$$

определим коэффициенты гармонической линеаризации q и q' как коэффициенты 1-й гармоники при разложении в ряд Фурье нелинейных колебаний ведомого тела:

$$q = \frac{1}{\pi A} \int_0^\pi \dot{\theta}_2 \sin \omega t \, d\omega t, \quad q' = \frac{1}{\pi A} \int_0^\pi \dot{\theta}_2 \cos \omega t \, d\omega t.$$

После интегрирования и подстановки пределов при $A_0 = 0$ получим:

$$q = \frac{1}{\pi} \left\{ \pi + \psi_1 - \psi_2 - \frac{1}{2} (\sin 2\psi_1 - \sin 2\psi_2) + 2 \sin \psi_0 \sin \psi_1 \left[\sin(\psi_1 + \psi_0) - \sin(\psi_2 + \psi_0) e^{-\frac{\psi_2 - \psi_1}{T\omega}} \right] \right\};$$

$$q' = \frac{1}{\pi} \left\{ \sin^2 \psi_1 - \sin^2 \psi_2 + \sin \psi_0 \sin \psi_1 \times \right.$$

$$\left. \times \left[\cos(\psi_1 + \psi_0) - \cos(\psi_2 + \psi_0) e^{-\frac{\psi_2 - \psi_1}{T\omega}} \right] \right\}.$$

Логарифмические амплитудные и фазовые характеристики, представленные на рис. 3, определяются по известным соотношениям:

$$L = 20 \lg \sqrt{q^2 + q'^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{q'}{q}. \quad (7)$$

Анализ данных частотных характеристик показывает, что увеличение T и ω относительно слабо изменяет фазовый сдвиг, вносимый механической передачей с люфтом, однако существенно деформирует амплитудную характеристику, делая ее положительной при $T\omega = 10$. Следует отметить, что при $T\omega = 1$ кривые практически совпадают с частотными характеристиками механической передачи с геометрической моделью люфта [Л. 1], а при $T\omega = 10$ — с моделью люфта [Л. 2]. Геометрическая модель люфта механической передачи при $T\omega = 10$ и амплитуде колебаний, близкой к величине люфта, дает ошибку в определении фазового запаздывания около 30° , а затухания — 45 дБ . К аналогич-

ным ошибкам противоположного знака приводит модель [Л. 2] при $T\omega = 0,1$.

Все исследования, приведенные выше, справедливы для случая, когда момент инерции ведомого тела, приведенный к валу двигателя, пренебрежимо мал по сравнению с моментом инерции двигателя, т. е. принято допущение, что постоянная времени двигателя не изменяет своей величины при расцеплении ведущего и ведомого валов. Если это предположение несправедливо, задача исследования вынужденных колебаний несколько усложняется. Рассмотрим этот случай. На рис. 2, б показаны эпюры колебаний входного и выходного валов. Кривая 3 (изменение $\dot{\theta}_{1\pi}$) соответствует предыдущему случаю.

На участке $\psi \in [\psi_2 - \pi, \psi_1]$, если есть механический контакт ведущего и ведомого валов, скорость $\dot{\theta}_1$ и $\dot{\theta}_2$ изменяется в соответствии с уравнением:

$$\left. \begin{aligned} T\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_1 &= k u_m \sin \varphi; \\ \dot{\theta}_1 &= \dot{\theta}_2 \end{aligned} \right\} \text{ при } (-\pi + \psi_2) \leq \psi \leq \psi_1, \quad (8)$$

где T и k соответственно постоянная времени и коэффициент передачи двигателя с ведомым телом; u_m — амплитуда колебаний управляющего напряжения u .

На интервале выбора люфта $\psi \in [\psi_1, \psi_2]$ скорость входного $\dot{\theta}_{1\pi}$ и выходного $\dot{\theta}_{2\pi}$ валов изменяется, соответственно

$$\left. \begin{aligned} T_1 \dot{\theta}_{1\pi} + \dot{\theta}_{1\pi} &= k_1 u_m \sin \psi; \\ T_1 \dot{\theta}_{2\pi} + \dot{\theta}_{2\pi} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{ при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2, \quad (9)$$

где T_1 и k_1 — постоянная времени и коэффициент передачи двигателя без ведомого тела; T_2 — постоянная времени, обусловленная моментом инерции ведомого тела.

Общее решение уравнений (8) и (9) имеет вид:

$$\dot{\theta}_1 = \dot{\theta}_2 = k u_m \cos \psi_0 \sin(\psi - \psi_0) + c e^{-\frac{\psi}{T\omega}} \text{ при } (\psi_2 - \pi) \leq \psi \leq \psi_2; \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{\theta}_{1\pi} &= k_1 u_m \cos \psi_{01} \sin(\psi - \psi_{01}) + c_1 e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}; \\ \dot{\theta}_{2\pi} &= c_2 e^{-\frac{\psi}{T_2\omega}} \end{aligned} \right\} \text{ при } \psi_1 \leq \psi \leq \psi_2, \quad (10a)$$

где $\psi_{01} = \arctg T_1 \omega$; c, c_1, c_2 — постоянные интегрирования.

Для определения постоянных интегрирования воспользуемся условиями припасовывания: $\dot{\theta}_1(\psi_1) = \dot{\theta}_{1\pi}(\psi_1)$; $\dot{\theta}_1(\psi_1) = \dot{\theta}_{2\pi}(\psi_1)$; $\dot{\theta}_1(\psi_2 - \pi) = -\dot{\theta}_{1\pi}(\psi_2)$, раскрывая которые, получим:

$$\left. \begin{aligned} c &= \frac{z_2 y_1 - z_1 y_2}{x_1 y_2 - x_2 y_1}; \quad c_1 = \frac{z_2 x_1 - z_1 x_2}{y_1 x_2 - y_2 x_1}; \\ c_2 &= \left[k u_m \cos \psi_0 \sin(\psi_1 - \psi_0) + c e^{-\frac{\psi_1}{T\omega}} \right] e^{\frac{\psi_1}{T_1\omega}}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\text{где } x_1 = e^{-\frac{\psi_1}{T\omega}}; \quad y_1 = -e^{-\frac{\psi_1}{T_1\omega}}; \quad z_1 = k u_m \cos \psi_0 \sin(\psi_1 - \psi_0) - k_1 u_m \cos \psi_{01} \sin(\psi_1 - \psi_{01});$$

$$x_2 = e^{\frac{\pi - \psi_2}{T\omega}}; \quad y_2 = e^{-\frac{\psi_2}{T_1\omega}}; \quad z_2 = -k u_m \cos \psi_0 \times$$

$$\times \sin(\psi_2 - \psi_0) + k_1 u_m \cos \psi_{01} \sin(\psi_2 - \psi_{01}).$$

Для определения фазовых границ ψ_1 и ψ_2 воспользуемся условиями (3) и (5), из которых для рассматриваемого случая получим:

$$\left. \begin{aligned} k u_m \cos \psi_0 \sin (\psi_1 - \psi_0) - \frac{c}{T \omega} e^{-\frac{\psi_1}{T \omega}} + \\ + \frac{c_2}{T_2 \omega} e^{-\frac{\psi_1}{T_2 \omega}} = 0; \\ k_1 u_m \cos \psi_{01} [\cos (\psi_1 - \psi_{01}) - \cos (\psi_2 - \psi_{01})] + \\ + c_1 T_1 \omega \left(e^{-\frac{\psi_2}{T_1 \omega}} - e^{-\frac{\psi_1}{T_1 \omega}} \right) + c_1 T_2 \omega \left(e^{-\frac{\psi_2}{T_2 \omega}} - \right. \\ \left. - e^{-\frac{\psi_1}{T_2 \omega}} \right) + 2 b \omega = 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Трансцендентные уравнения (11) и (12) решаются только приближенным численным методом.

Частотные свойства рассмотренного электромеханического привода определим по коэффициентам q и q' разложения в ряд Фурье выходного сигнала $\theta_{2\pi}$:

$$\left. \begin{aligned} q &= \frac{2}{\pi k u_m \cos \psi_0} \left[\int_{\psi_1}^{\psi_2} \dot{\theta}_{2\pi} \sin (\psi - \psi_0) d\psi + \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi - \psi_2}^{\psi_1} \dot{\theta}_2 \sin (\psi - \psi_0) d\psi \right]; \\ q' &= \frac{2}{\pi k u_m \cos \psi_0} \left[\int_{\psi_1}^{\psi_2} \dot{\theta}_{2\pi} \cos (\psi - \psi_0) d\psi + \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi - \psi_2}^{\psi_1} \dot{\theta}_2 \cos (\psi - \psi_0) d\psi \right]. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С помощью соотношений (7) и (13) определим логарифмические амплитудные и фазовые характеристики нелинейного звена, эквивалентного рассматриваемому электромеханическому приводу.

Приведем некоторые значения поправок к амплитудной ΔL и фазовой $\Delta \varphi$ характеристикам рис. 3, обусловленных изменением величины постоянного времени двигателя в течение периода его колебаний. Так, для $b\omega/A = 0,8$ и $T\omega = 1$:

T_1/T_2	$\Delta L, \text{ дБ}$	$\Delta \varphi$
0,1	22	35°
1,0	6	4°
10	0,1	0,1°

Определим область существования вынужденных колебаний. Если на интервале $\psi_1 - \psi_2$, где $\psi_2 \leq (\pi + \psi_1)$, происходит выбор люфта, то вынужденные колебания существуют. В граничном режиме $\psi_2 = \pi + \psi_1$, если из уравнения (6) или (12) получается, что $\psi_2 > (\pi + \psi_1)$, то при таких параметрах электромеханического привода и входного сигнала вынужденных колебаний нет, и ведущий вал колеблется внутри люфта.

Для определения граничных параметров в уравнение (6) подставим $\psi_2 = \pi + \psi_1 = 2\pi - \psi_0$ (при $A_0 = 0$), после чего получим:

$$\frac{2b\omega}{A} = \frac{(T\omega)^2 \left(1 - e^{-\frac{\pi}{T\omega}} \right) + 2}{V1 + (T\omega)^2}. \quad (14)$$

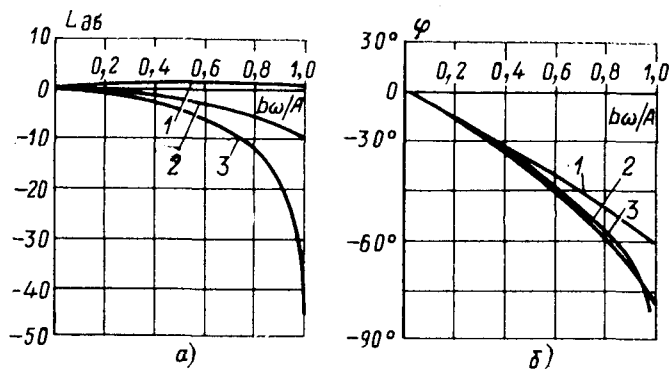


Рис. 3. Логарифмические частотные амплитудные (а) и фазовые (б) характеристики гармонически линеаризованного звена. 1 — $T\omega = 10$; 2 — $T\omega = 1$; 3 — $T\omega = 0,1$.

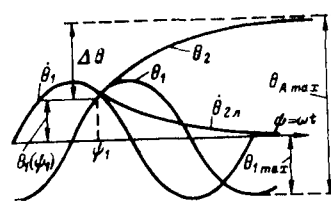


Рис. 4. Эпюры изменения величины и скорости ведущего и ведомого валов при субгармонических колебаниях.

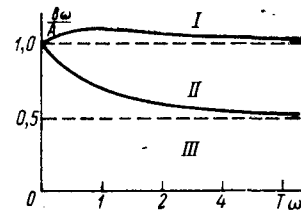


Рис. 5. Диаграмма существования колебаний. I — область отсутствия колебаний; II — область, где субгармонические колебания возможны; III — область вынужденных колебаний.

Из выражения (14) видно, что при малой частоте колебаний и моменте инерции ведомого тела, т. е. $T\omega \rightarrow 0$, относительная амплитуда колебаний $2b\omega/A = 2$. При больших постоянной времени и частоте колебаний ($T\omega \rightarrow \infty$) $2b\omega/A = 1$. Аналогичные соотношения относительной амплитуды колебаний и $T\omega$ получаются из формул (12) при постоянных k_1 , k и T_1/T_2 .

Определим область существования субгармонических колебаний [Л. 2]. Для механической передачи, движение которой описывается уравнениями (1) и (2), субгармонические колебания могут существовать, если выбор люфта и соединение ведущего и ведомого валов происходит за время, большее одного периода колебаний. В момент времени $t = 0$ (соответственно $\psi = 0$) ведущий вал сцеплен с ведомым, так что при дальнейшем движении до $\psi = \psi_1$ они сохраняют контакт между собой. В момент времени, соответствующий фазовому углу ψ_1 , происходит расцепление ведущего и ведомого вала. В этом случае ведомый вал получает максимальное ускорение и продолжает вращаться по инерции. При этом максимальный люфт $\theta_{1\max}$, который может быть выбран, определяется тремя составляющими (рис. 4):

$$\theta_{1\max} = \theta_{1\max} + \theta_1(\psi_1) + \Delta\theta, \quad (15)$$

где $\theta_{1\max}$ — амплитуда колебаний ведущего вала; $\theta_1(\psi_1)$ — отклонение ведущего вала от среднего положения в момент времени, соответствующий ψ_1 ; $\Delta\theta$ — угол, который пройдет ведомый вал, двигаясь

по инерции при максимально возможном ускорении в момент ψ_1 .

Если $\dot{\theta}_1 = A \sin \omega t$, то

$$\theta_{1\max} = \frac{A}{\omega} \quad \text{и} \quad \theta_1(\psi_1) = -\frac{A}{\omega} \cos \psi_1,$$

$$\Delta\theta = \int_{t_1}^{\infty} \dot{\theta}_{1\lambda}(t) dt = AT \sin \psi_1.$$

Преобразуя выражение (15), получим:

$$\theta_{1\max} = \frac{A}{\omega} (1 - \cos \psi_1 + T\omega \sin \psi_1). \quad (16)$$

Для электромеханического привода, движение которого описывается уравнениями (1) и (2), условие существования субгармонических колебаний примет вид:

$$\frac{2b\omega}{A} \leq 1 + \sqrt{(1 + T\omega)^2}. \quad (17)$$

Выражение (17) ограничивает область существования субгармонического движения сверху, а снизу эта область ограничена равенством (14). Области параметров, при которых возможны вынужденные колебания, приведены на рис. 5.

Выводы. 1. Аналитическое исследование вынужденного движения электропривода с люфтом в ме-

ханической передаче позволяет оценить параметры вынужденных и субгармонических колебаний. Использование геометрической модели люфта в электроприводе с инерционным ведомым телом может привести к качественно неверным результатам в области параметров, где возможны субгармонические колебания.

2. В области существования вынужденных колебаний отличие частотных характеристик рассмотренной и геометрической моделей люфта тем сильнее, чем больше отношение постоянной времени привода к периоду колебаний.

3. Результаты проведенного аналитического исследования частотных свойств электромеханической передачи с люфтом и ведомым телом хорошо согласуются с данными экспериментальных исследований и результатами численного интегрирования исходных дифференциальных уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хлыпало Е. И. Нелинейные системы автоматического регулирования. Л., «Энергия», 1967. 451 с.
2. Погромский Ю. П. Некоторые особенности люфтов как звеньев систем автоматического регулирования. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 3, с. 37—40.
3. Подвальных А. С., Шаров С. Н. Устройство для нелинейной коррекции автоматических систем с люфтом. — «Автоматика и телемеханика», 1972, № 9, с. 160—165.

[17.4.1975]



УДК [62-83:621.3.018.782.3].001.24

Расчет переходных процессов в многодвигательных электроприводах постоянного тока

Доктор техн. наук БЫСТРОВ А. М., канд. техн. наук ГЛАЗУНОВ В. Ф.

Ивановский энергетический институт

Для привода поточных линий различных отраслей промышленности, предназначенных для непрерывной обработки гибких материалов, широкое применение получили многодвигательные электроприводы постоянного тока с централизованными машинными или статическими преобразователями.

В таких приводах пуск и регулирование скорости приводных двигателей осуществляются одновременно за счет изменения э. д. с. преобразователя, а одновременная остановка и торможение — либо за счет изменения э. д. с. преобразователя, либо за счет отключения двигателей от преобразователя при сохранении возбуждения и электрической связи их якорных цепей.

Наиболее неблагоприятными режимами в работе поточных линий обычно являются переходные режимы при одновременных пуске и торможении машин линии, так как возникающие при этом ускорения и рывки могут неблагоприятно влиять на работу машин и качество обрабатываемой продукции. Кроме того, эти режимы определяют работу

устройств для поддержания постоянства натяжения материалов между машинами линии.

Точный расчет переходных процессов в реально существующих многодвигательных электроприводах, включающих десятки двигателей с различными параметрами и являющихся элементами замкнутой САР поддержания постоянства натяжения материала, является задачей чрезвычайно сложной.

Задача расчета переходных процессов в режимах пуска и торможения двигателей может быть упрощена, если пренебречь влиянием обратной связи по натяжению материала, так как она в системах с централизованными преобразователями осуществляется воздействием на потоки двигателей ведомых машин и связана с изменением потоков в небольших пределах $\pm (5-10)\%$, необходимых для компенсации возможных скоростных расхождений.

В этом случае задача сводится к решению разомкнутой электромеханической системы при по-

стоянных значениях магнитных потоков, соответствующих некоторому среднему положению устройств для поддержания постоянства натяжения, и ограниченной только электрической связью якорных цепей двигателей.

Однако аналитические методы расчета электро-механических переходных процессов даже в разомкнутых системах многодвигательных электроприводов достаточно сложны, так как они связаны с решением дифференциальных уравнений, порядок которых определяется числом двигателей [Л. 1].

Поэтому возникла необходимость в разработке инженерных методов расчета, которые позволили бы любую систему многодвигательного электропривода свести к элементарно простым двух- или однодвигательной системам.

В Ивановском энергетическом институте им. В. И. Ленина был предложен и разработан [Л. 2 и 3] инженерный метод расчета переходных процессов в многодвигательном электроприводе, который был назван методом «эквивалентного двигателя».

При приведении m -двигательной системы к двухдвигательной один двигатель является реальным, а другой — фиктивным, эквивалентным по своим свойствам всем остальным двигателям. При приведении m -двигательной системы к однодвигательной, все m двигателей заменяются одним фиктивным двигателем, по параметрам которого определяется закон изменения узлового напряжения, а по нему — переходный процесс любого реального двигателя. Схемы приведения m -двигательной системы к двухдвигательной и однодвигательной представлены на рис. 1.

Определение параметров эквивалентного двигателя. Если в системе электропривода с m двигателями n двигателей должны быть заменены одним

эквивалентным двигателем, то параметры последнего могут быть найдены из [Л. 3].

Ток эквивалентного двигателя на основании первого закона Кирхгофа

$$I_3 = \sum_{i=1}^n I_i. \quad (1)$$

Внутренняя проводимость эквивалентного двигателя и его э. д. с. на основании правила эквивалентирования параллельно включенных э. д. с.:

$$g_3 = \sum_{i=1}^n g_i; \\ E_3 = c_{e3} \omega_{c.3} = \frac{\sum_{i=1}^n c_{ei} \omega_{ci} g_i}{g_3}, \quad (2)$$

откуда

$$c_{e3} = \frac{\sum_{i=1}^n c_{ei} \omega_{ci} g_i}{\omega_{c.3} g_3}, \quad (3)$$

где ω_{ci} — статическая скорость i -го двигателя; $\omega_{c.3}$ — статическая скорость эквивалентного двигателя; она может выбираться произвольно или приниматься равной среднеарифметическому значению для всех эквивалентимруемых двигателей.

Момент инерции эквивалентного двигателя на основании закона сохранения кинетической энергии реальной и эквивалентной систем:

$$J_3 = \frac{\sum_{i=1}^n J_i \omega_{ci}^2}{\omega_{c.3}^2}. \quad (4)$$

При приведении m -двигательной системы к двух- и однодвигательной системам следует принимать соответственно $n=m-1$ и $n=m$.

Предлагаемый метод может быть использован для расчета переходных процессов любого реального i -го двигателя в системе многодвигательного электропривода как в режимах совместного пуска, так и в режимах совместной остановки двигателей.

Расчет переходных процессов методом «эквивалентного двигателя» в тормозных режимах. В системах многодвигательных электроприводов с централизованными преобразователями находят применение следующие способы одновременного торможения двигателей (рис. 1):

1. «Согласованный выбег», при котором двигатели отключаются от преобразователя при сохранении электрической связи их якорных цепей (K_1 и K_T разомкнуты).

2. Динамическое торможение, при котором двигатели отключаются от преобразователя и их якорные цепи замыкаются на общее тормозное сопротивление (K_1 разомкнут, K_T замкнут).

3. Рекуперативное торможение путем самогашения поля преобразователя при сохранении электрической связи якорных цепей двигателей и преобразователя (K_2 разомкнут, K_c замкнут).

Во всех случаях торможение осуществляется при сохранении возбуждения двигателей. Первые два способа торможения более универсальны и на-

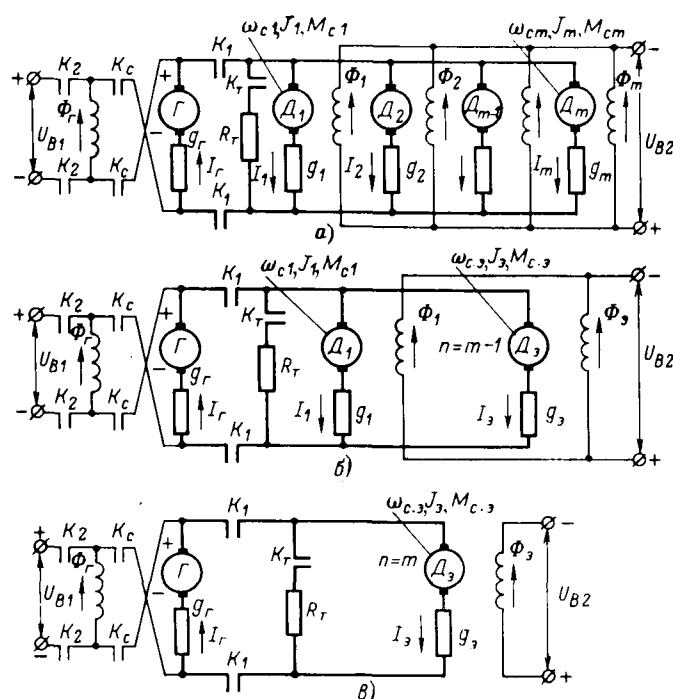


Рис. 1.

ходят применение как при машинных, так и статических централизованных преобразователях, последний способ находит применение только при машинных преобразователях.

При двухдвигательной системе задача сводится к решению дифференциальных уравнений второго порядка, описывающих систему двухдвигательного электропривода [Л. 2 и 3]; при однодвигательной — к решению уравнений первого порядка, описывающих систему элементарно простого однодвигательного электропривода [Л. 4].

Проведенные расчеты многодвигательных электроприводов обоими способами метода эквивалентного двигателя дают практически одинаковые результаты. Однако снижение порядка дифференциальных уравнений при однодвигательной системе позволяет сократить время, затрачиваемое на расчет систем многодвигательных электроприводов, что особенно важно при расчете тормозных режимов, когда возможна неодновременная остановка двигателей, и требуется применять метод эквивалентного двигателя многократно по мере остановки каждого из них.

Рассмотрим применение метода (однодвигательная система) для расчета тормозных режимов двигателей в системе m -двигательного электропривода для способов, представленных на рис. 1. При расчете переходных процессов пренебрегаем индуктивным сопротивлением якорных цепей двигателей. Потери возбуждения двигателей и статические моменты на их валах принимаем постоянными.

Для всех способов торможения может быть принят следующий порядок расчета:

все m двигателей приводятся к одному эквиваленту по формулам (1) — (4);

определяются законы изменения скорости или тока эквивалентного двигателя и по ним — закон изменения узлового напряжения (U_{y3}) на зажимах всех двигателей;

известными методами для однодвигательного электропривода определяются законы изменения скорости и тока любого двигателя.

Исходная система уравнений для расчета переходных процессов i -го двигателя при всех способах торможения будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{y3}(t) &= c_{ei}\omega_i + I_i R_i; \\ I_i &= I_{ci} + K_i \frac{d\omega_i}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $I_{ci} = \frac{M_{ci}}{c_{mi}}$; $K_i = \frac{J_i}{c_{mi}}$.

Совместное решение уравнений (5) относительно ω_i приводит к линейным дифференциальным уравнениям первого порядка:

$$\frac{d\omega_i}{dt} + \frac{1}{T_{mi}} \omega_i = \frac{U_{y3}(t)}{c_{ei} T_{mi}} - \frac{\Delta\omega_{ci}}{T_{mi}}. \quad (6)$$

Общее решение уравнения (6)

$$\omega_i = e^{-t/T_{mi}} \left\{ \int \left[\frac{U_{y3}(t)}{c_{ei} T_{mi}} - \frac{\Delta\omega_{ci}}{T_{mi}} \right] e^{t/T_{mi}} dt + C \right\}. \quad (7)$$

В уравнениях (6) и (7) $T_{mi} = \frac{J_i R_i}{c_{ei} c_{mi}}$ — электро-механическая постоянная времени i -го двигателя; $\Delta\omega_{ci} = \frac{I_{ci} R_i}{c_{ei}}$ — перепад скорости на характеристике i -го двигателя при положительном M_{ci} .

Определим законы изменения $U_{y3}(t)$, $\omega_i(t)$ и $I_i(t)$ для i -го двигателя при различных способах торможения.

Режим согласованного выбега. После отключения эквивалентного двигателя от преобразователя он будет находиться в режиме свободного выбега и для него может быть записано уравнение движения:

$$-M_{c.3} = J_3 \frac{d\omega_3}{dt}. \quad (8)$$

После интегрирования уравнения (8) и определения постоянной интегрирования из начальных условий $t=0$, $\omega_3 = \omega_{c.3}$ получим закон изменения скорости эквивалентного двигателя:

$$\omega_3 = \omega_{c.3} - \frac{M_{c.3}}{J_3} t.$$

Поскольку при отключении эквивалентного двигателя от преобразователя его ток будет равен нулю, то узловое напряжение будет равно его э. д. с. Поэтому

$$U_{y3} = A_1 - A_2 t, \quad (9)$$

где $A_1 = c_{e3}\omega_{c.3}$; $A_2 = c_{e3}M_{c.3}/J_3$.

После подстановки закона изменения U_{y3} в общее решение линейного дифференциального уравнения первого порядка (7) и определения постоянной интегрирования C из начальных условий $t=0$; $\omega_i = \omega_{ci}$ получим закон изменения скорости i -го двигателя в следующем виде:

$$\omega_i = \omega_{ci} e^{-\frac{t}{T_{mi}}} + B_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right) - B_2 t, \quad (10)$$

где $B_1 = \frac{A_1 + A_2 T_{mi} - c_{ei} \Delta\omega_{ci}}{c_{ei}}$; $B_2 = \frac{A_2}{c_{ei}}$.

Взяв первую производную выражения (10) и подставив ее в уравнение тока системы (5), получим закон изменения тока i -го двигателя:

$$I_i = I_{ci} + C_1 e^{-\frac{t}{T_{mi}}} - C_2,$$

где $C_1 = \frac{K_i (B_1 - \omega_{ci})}{T_{mi}}$; $C_2 = K_i B_2$.

Режим динамического торможения. В этом режиме узловое напряжение определяется по падению напряжения в тормозном сопротивлении R_T от эквивалентного тока всех двигателей. Согласно эквивалентной схеме в исходной системе уравнений $U_{y3}(t)$ должно быть взято со знаком минус: $U_{y3} = -I_3 R_T$.

Закон изменения тока в режиме динамического торможения однодвигательного электропривода определяется зависимостью:

$$I_3 = I_{c.3} - (I_{нач.3} + I_{c.3}) e^{-\frac{t}{T_{м.3}}}, \quad (11)$$

где $I_{нач.3} = \frac{c_{e3}\omega_{c.3}}{R_{я.3} + R_T}$.

Умножая (11) на R_T и меняя знак, получим закон изменения узлового напряжения в виде

$$U_{y3} = A_1 e^{-\frac{t}{T_{м.3}}} - A_2, \quad (12)$$

где $A_1 = c_{e3}\omega_{c.3} \frac{R_T}{R_{я.3} + R_T} + I_{c.3} R_T$; $A_2 = I_{c.3} R_T$.

Тип двигателя	Параметр															
	$U_H, \text{в}$	$\omega_H, \text{рад/сек}$	$P_H, \text{кВт}$	$I_H, \text{а}$	$M_H, \text{н·м}$	$J, \text{кгс·м}^2$	$2p$	$R_L, \text{ом}$	$c_{ei}, \text{в·сек}$	$T_{mi}, \text{сек}$	K_L	$I_{ci}, \text{а}$	$\omega_{я}$	$2a$	r_B	ω_B
ПЗ1	220	157	1,5	8,6	8,96	0,021	2	3,25	1,22	0,046	0,017	8,6	—	—	—	—
Пн45	220	157	4,4	23,2	30	0,675	4	0,769	1,29	0,312	0,523	23,2	—	—	—	—
Пн28,5	220	157	2,8	15,6	18,4	0,122	4	2,2	1,18	0,194	0,104	15,6	—	—	—	—
П51-генератор	230	298	11,0	47,8	—	—	4	1,6	—	—	—	—	248	2	190	1550

Подставляя (12) в общее решение дифференциального уравнения (9) и определяя постоянную интегрирования C из начальных условий: $t=0$, $\omega_i=\omega_{ci}$, получим закон изменения скорости i -го двигателя в режиме динамического торможения:

$$\omega_i = \omega_{ci} e^{-\frac{t}{T_{mi}}} + B_1 \left[e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right] - B_2 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right), \quad (13)$$

где $B_1 = \frac{A_1}{c_{ei}} \frac{T_{м.э}}{T_{м.э} - T_{mi}}$; $B_2 = \frac{A_2 + c_{ei} \Delta \omega_{ci}}{c_{ei}}$.

Взяв первую производную выражения (13) и подставив в уравнение тока системы (5), получим закон изменения тока:

$$I_i = I_{ci} + C_1 e^{-\frac{t}{T_{mi}}} - C_2 e^{-\frac{t}{T_{м.э}}},$$

где $C_1 = \frac{K_L (B_1 - B_2 - \omega_{ci})}{T_{mi}}$; $C_2 = \frac{K_L B_1}{T_{м.э}}$.

Режим рекуперативного торможения. При переключении обмотки возбуждения генератора на противоположную полярность якоря э. д. с. генератора будет изменяться по закону:

$$E_g = E_{g0} e^{-t/T_{э.г}}, \quad (14)$$

где E_{g0} — начальное значение э. д. с., в; $T_{э.г} = L_{в.г} / (R_{в.г} + k_g)$ — электромагнитная постоянная времени генератора, сек; $L_{в.г}$ и k_g могут быть определены по кривой намагничивания для средних значений потока ($\Phi_{ср}$) и тока намагничивания ($I_{в.г}$):

$$L_{в.г} = 2p W_{в.г} \frac{\Phi_{ср}}{I_{в.г}}; \quad k_g = \frac{p \omega_{я}}{\pi a} \omega_g \frac{\Phi_{ср}}{I_{в.г}}.$$

Закон изменения узлового напряжения определяется из условия:

$$U_{yz}(t) = E_g(t) - I_a(t) R_g. \quad (15)$$

Закон изменения тока в режиме рекуперативного торможения однодвигательного электропривода определяется зависимостью

$$I_a = I_{с.э} + \frac{T_{м.э} I_{к.э}}{T_{э.г} - T_{м.э}} \left[e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} - e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} \right], \quad (16)$$

где $I_{к.э} = \frac{E_{g0}}{R_{я.э} + R_g}$.

Выражение (15) с учетом (14) и (16) имеет вид:

$$U_{yz}(t) = E_{g0} e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} - I_{с.э} R_g - \frac{T_{м.э} I_{к.э} R_g}{T_{э.г} - T_{м.э}} \times \left[e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} - e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} \right].$$

После приведения подобных членов получим закон изменения $U_{yz}(t)$:

$$U_{yz}(t) = A_0 e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} + A_1 e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} - A_2; \quad (17)$$

$$A_0 = E_{g0} + \frac{T_{м.э} I_{к.э} R_g}{T_{э.г} - T_{м.э}},$$

где $A_1 = -\frac{T_{м.э} I_{к.э} R_g}{T_{э.г} - T_{м.э}}$; $A_2 = I_{с.э} R_g$.

Подставляя зависимость $U_{yz}(t)$ из (17) в общее решение (7) и определяя постоянную времени C из начальных условий: $t=0$; $\omega_i=\omega_{ci}$, получим закон изменения скорости i -го двигателя в режиме рекуперативного торможения:

$$\omega_i = \omega_{ci} e^{-\frac{t}{T_{mi}}} + B_0 \left[e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right] + B_1 \left[e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right] - B_2 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{mi}}} \right). \quad (18)$$

Здесь коэффициенты имеют следующие значения:

$$B_0 = \frac{A_0 T_{э.г}}{c_{ei} [T_{э.г} - T_{м.э}]}; \quad B_1 = \frac{A_1 T_{м.э}}{c_{ei} [T_{м.э} - T_{mi}]};$$

$$B_2 = \frac{A_2}{c_{ei}} + \Delta \omega_{ci}.$$

Взяв первую производную от выражения (18) и подставив в выражение тока системы (5), получим

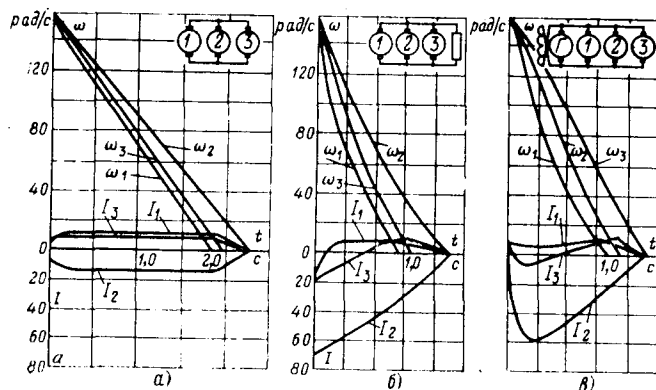
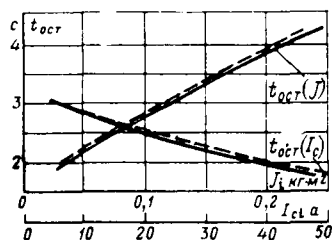


Рис. 2.

Рис. 3.



закон изменения тока:

$$I_i = I_{ci} - C_0 e^{-\frac{t}{T_{э.г}}} - C_1 e^{-\frac{t}{T_{м.э}}} + C_2 e^{-\frac{t}{T_{мi}}},$$

где $C_0 = \frac{B_0 K_i}{T_{э.г}}$; $C_1 = \frac{B_1 K_i}{T_{м.э}}$; $C_2 = \frac{K_i}{T_{мi}} (B_0 + B_1 - B_2 - \omega_{ci})$.

Применение изложенного метода в практике проектирования многодвигательных электроприводов поточных линий текстильной промышленности дало положительные результаты и полностью подтвердило правомерность предложенного метода.

На рис. 2 представлены расчетные и экспериментальные кривые переходных процессов двигателя в системе трехдвигательного электропривода (данные — см. таблицу) для всех трех способов торможения.

Правомерность применения метода однодвигательной системы физически подтверждается структурой системы дифференциальных уравнений, описывающей электропривод. Данная структура показывает, что двигатели охвачены синхронизирующими перекрестными связями, а движение любого

двигателя можно разложить на усредненное, соответствующее движению эквивалентного двигателя, и относительное отклонение этого движения от усредненного.

Предложенный метод элементарно позволяет рассчитывать переходные процессы в многодвигательном электроприводе при всех возможных на практике разбросах параметров отдельных двигателей и дает достаточную для практических расчетов точность. В качестве примера, подтверждающего точность расчета по изложенному методу, на рис. 3 приведены зависимости времени останова одного из двигателей в системе пятидвигательного электропривода (пунктир — расчет по методу эквивалентного двигателя, сплошные линии — расчет классическим методом при различных значениях его статического тока и момента инерции).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Быстров А. М. Многодвигательный электропривод поточных линий текстильной промышленности по системе Г—Д. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1960, № 4, с. 86—95.
2. Быстров А. М. Переходные процессы в двухдвигательном электроприводе по системе Г—Д при различных законах изменения э. д. с. — В кн.: Сборник научных трудов ИЭИ. Иваново, 1962, вып. 10, с. 333—345.
3. Ковалев Г. Г., Быстров А. М. Инженерные методы расчета многодвигательных электроприводов постоянного тока для поточных линий текстильной промышленности. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Труды V Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводе. М., «Энергия», 1971, т. IV, с. 227—231.
4. Быстров А. М., Глазунов В. Ф., Суханов В. Ф. Расчет переходных процессов при торможении многодвигательного электропривода методом эквивалентного двигателя. — «Изв. вузов. Энергетика», 1973, № 4, с. 113—118.

[18.12.1974]



Использование намагничивающего действия реакции якоря в импульсных генераторах

Доктор техн. наук, проф. СИПАЙЛОВ Г. А., канд. техн. наук ЛООС А. В.

Томский политехнический институт им. С. М. Кирова

При внезапном коротком замыкании однофазного синхронного генератора в момент перехода э. д. с. через нулевое значение в обмотке статора возникает ток, первый всплеск которого имеет максимальную амплитуду и длительность. Рассмотрение физической картины процессов при внезапном коротком замыкании обычно производят при условии сверхпроводимости контуров генератора. Затухание же токов, обусловленное наличием активных сопротивлений контуров, учитывают с помощью постоянных времени, определяемых, как правило, из энергетических соображений.

Такое представление процессов приводит к упрощенным расчетным соотношениям, в которых э. д. с. генератора считается неизменной. Аналогичным

образом получены и общеизвестные выражения для токов при внезапном двухфазном коротком замыкании синхронной машины [Л. 1—3]. Более точный учет реакции якоря приводит к необходимости введения в упрощенные уравнения поправочного коэффициента, учитывающего уменьшение э. д. с. за счет размагничивающего действия реакции якоря [Л. 4].

Таким образом, исходя из существующих представлений, реакция якоря при работе однофазного синхронного генератора в режиме внезапного короткого замыкания носит размагничивающий характер и уменьшает э. д. с. обмотки статора.

Однако более строгий анализ показывает, что при общей тенденции к размагничиванию машины

УДК 621.313.322.025.1.013.4:621.373

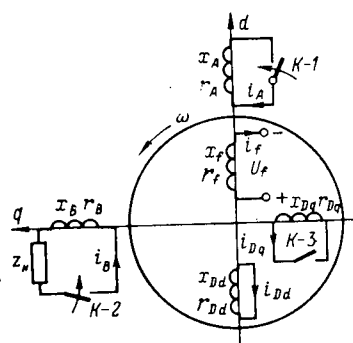


Рис. 1. Схема расположения контуров импульсного генератора в момент короткого замыкания обмотки А.

реакция якоря имеет намагничивающий характер в начальной и конечной зонах первого всплеска тока короткого замыкания, а в средней зоне — размагничивающий характер. Действительно, из рассмотрения рис. 1 нетрудно убедиться, что проекция вектора н. с. реакции якоря на ось ротора будет направлена согласно с н. с. обмотки возбуждения и, следовательно, будет иметь намагничивающий характер, пока ротор не повернется на 90° от своего первоначального положения. При дальнейшем повороте ротора от 90 до 270° проекция н. с. реакции якоря на ось d будет иметь размагничивающий характер и при повороте ротора от 270 до 360° — вновь намагничивающий.

Аналогичный анализ изменения проекции вектора н. с. реакции якоря на ось q ротора показывает, что при углах поворота от 0 до 180° происходит намагничивание машины по оси q в одном направлении, а при углах поворота от 180 до 360° — в противоположном.

Величина н. с. реакции якоря однофазного синхронного генератора, работающего в режиме внезапного короткого замыкания, при значениях продольного сверхпереходного индуктивного сопротивления обмотки якоря $x''_d = 0,02 - 0,05$ о. е. в десятки раз превышает н. с. обмотки возбуждения на холостом ходу.

Покажем на основе анализа режима внезапного короткого замыкания однофазного синхронного генератора возможность использования н. с. реакции якоря для увеличения результирующего магнитного потока в зазоре и повышения импульсной мощности ударных генераторов.

Анализ влияния н. с. реакции якоря на степень насыщения магнитной цепи можно произвести по полной системе уравнений электромагнитных переходных процессов однофазного синхронного генератора. Действие н. с. реакции якоря вызывает изменения результирующего намагничивающего тока машины, что приводит к необходимости учета насыщения по пути основного потока.

Насыщение от потоков рассеяния учитываем выбором насыщенных значений индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток статора и ротора. Как показано в [Л. 5], учет переменного насыщения участков магнитной цепи от потоков рассеяния приводит к увеличению н. с. реакции якоря и, следовательно, к дополнительному намагничиванию машины в начальной зоне первого всплеска тока статора. Поэтому для решения поставленной задачи принятые допущения вполне приемлемы.

Рассматривая неявнополюсную машину, имеющую на роторе кроме обмотки возбуждения демп-

ферную обмотку, эквивалентную двумя короткозамкнутыми контурами по продольной и поперечной осям ротора, используя взаимную систему относительных единиц и учитывая насыщение магнитной цепи, получаем:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= r_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}; \\ U_f &= r_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt}; \\ 0 &= r_{Dd} i_{Dd} + \frac{d\Psi_{Dd}}{dt}; \\ 0 &= r_{Dq} i_{Dq} + \frac{d\Psi_{Dq}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

уравнения для потокосцеплений:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_c &= x_{sc} i_c + \Psi_{sd} \cos \gamma - \Psi_{sq} \sin \gamma; \\ \Psi_f &= x_{sf} i_f + \Psi_{sd}; \\ \Psi_{Dd} &= x_{sDd} i_{Dd} + \Psi_{sd}; \\ \Psi_{Dq} &= x_{sDq} i_{Dq} + \Psi_{sq}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

уравнения для проекций потокосцепления в зазоре Ψ_{sd} и Ψ_{sq} осей d и q запишутся выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= x_{an} (i_f + i_{Dd} + i_c \cos \gamma); \\ \Psi_{sq} &= x_{an} (i_{Dq} - i_c \sin \gamma), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $x_{an} = f(\Psi_s) = f(\sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2})$ — насыщенное значение сопротивления реакции якоря x_a ; $\gamma = \omega t$ — угол поворота ротора; x_{sc} , x_{sf} , x_{sDd} , x_{sDq} — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток генератора. Обозначения остальных параметров и переменных являются общепринятыми и ясны из рис. 1.

Используемая форма записи уравнений (1) — (3) позволяет анализировать происходящие изменения насыщения главной магнитной цепи в зависимости от результирующего потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_s , результирующего тока i_s или н. с. F_s . Результирующий ток в воздушном зазоре определяется выражением:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}, \quad (4)$$

где $i_{sd} = i_f + i_{Dd} + i_c \cos \gamma$, $i_{sq} = i_{Dq} - i_c \sin \gamma$ — проекции результирующего вектора тока в воздушном зазоре на оси d и q ротора.

Зависимости рис. 2 $i_{sd} = f(\gamma)$ и $i_{sq} = f(\gamma)$, полученные на АВМ, подтверждают рассмотренную картину процессов.

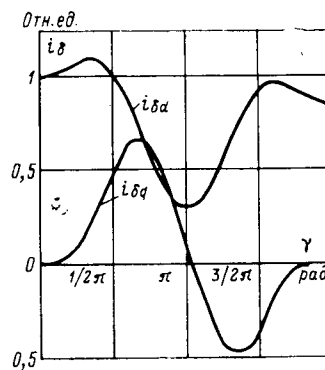


Рис. 2. Зависимости $i_{sd} = f(\gamma)$, $i_{sq} = f(\gamma)$.

Параметры генератора (о. е.):
 $x''_d = 0,04$; $r_c = 0,0015$; $x_{Dd} = x_{Dq} = 1,02$; $x_f = 1,2$; $r_f = r_{Dd} = r_{Dq} = -0,01$.

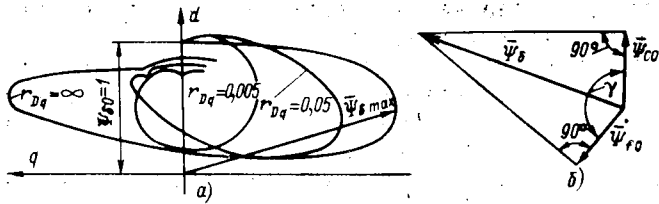


Рис. 3. Годографы вектора результирующего потокоцепления в воздушном зазоре (а) и векторная диаграмма потокоцеплений идеализированного генератора (б).

Анализ многочисленных решений, полученных на АВМ, показал, что намагничивающий эффект определяется в основном демпфирующими свойствами контуров ротора по продольной и поперечной осям. Ослабление демпфирующих свойств обмотки ротора по поперечной оси приводит к усилению намагничивающего действия реакции якоря. Годографы вектора результирующего потокоцепления в воздушном зазоре (рис. 3,а) получены при расчете на АВМ с учетом насыщения магнитной цепи для различных параметров демпферного контура по поперечной оси ротора.

При отсутствии демпферного контура по поперечной оси ($r_{Dq} = \infty$) максимальное значение потокоцепления $\Psi_{\delta \max}$ составило $1,7 \Psi_{\delta 0}$, а вектор потокоцепления в момент его максимума сдвинут незначительно относительно поперечной оси q . В зависимости от параметров генератора величина $\Psi_{\delta \max}$, как показали исследования на АВМ, может изменяться в пределах $(1,5 - 2,0) \Psi_{\delta 0}$.

Известно, что даже существенное уменьшение сопротивления взаимной индуктивности x_a в процессе насыщения машины мало влияет на величину токов при внезапном коротком замыкании. Так, уменьшение значения индуктивного сопротивления реакции якоря на 30% приводит к уменьшению сверхпереходного индуктивного сопротивления x''_d не более чем на 3% [Л. 5].

Это позволяет вести расчет результирующей н. с. в воздушном зазоре F_δ и тока i_δ без учета насыщения магнитной цепи, а определение результирующего потокоцепления Ψ_δ производить упрощенно по характеристике намагничивания машины $\Psi_\delta = f(i_\delta)$ или пользуясь ее аппроксимацией одним из известных выражений, например:

$$\Psi_\delta = 0,99 \sqrt{i_\delta}. \quad (5)$$

Исходя из условия постоянства потокоцеплений сверхпроводящих контуров и рассматривая однофазный синхронный генератор, имеющий неявнополюсный ротор с одной обмоткой возбуждения, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_c i_c + (i_c + i_f \cos \gamma) &= i_{f0}; \\ \sigma_f i_f + (i_c \cos \gamma + i_f) &= (1 + \sigma_f) i_{f0}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где σ_c , σ_f — коэффициенты рассеяния обмоток статора и ротора; i_{f0} — ток возбуждения на холостом ходу.

Найдя решения уравнений (6) и подставив их в (4), получаем выражение для результирующего тока i_δ :

$$i_\delta = \frac{i_{f0}}{(1 + \sigma_f)(1 + \sigma_c) - \cos^2 \gamma} \times \sqrt{[(1 + \sigma_c)(1 + \sigma_f) + \cos \gamma (\sigma_f - \sigma_f \cos \gamma - \cos \gamma)]^2 + \sin^2 \gamma (1 + \sigma_f)^2 (1 - \cos \gamma)^2}. \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что максимальное значение i_δ при изменении рассеяний контуров $\sigma_c = \sigma_f$ в пределах от 0,1 до 0,001 превышает в 3—20 раз ток возбуждения холостого хода, что приводит при учете насыщения магнитной цепи к увеличению $\Psi_{\delta \max}$ в 1,4—2 раза.

Для машины с бесконечно малыми рассеяниями контуров ($\sigma_c = \sigma_f \rightarrow 0$) из (7) получаем:

$$i_\delta = \frac{i_{f0}}{\cos \frac{\gamma}{2}}. \quad (8)$$

Учитывая пропорциональность намагничивающих токов потокоцеплениям для идеализированной ненасыщенной машины, на основании (8) можно записать выражение для результирующего потокоцепления Ψ_δ :

$$\Psi_\delta = \frac{\Psi_{\delta 0}}{\cos \frac{\gamma}{2}}. \quad (9)$$

Выражение (9) можно получить и из физических представлений, рассматривая идеализированный ненасыщенный однофазный синхронный генератор, имеющий неявнополюсный ротор с одной обмоткой возбуждения при бесконечно малых рассеяниях контуров. При внезапном коротком замыкании рассматриваемого синхронного генератора в момент времени, соответствующий совпадению осей обмоток статора и ротора, начальные потокоцепления обмоток равны: $\Psi_{c0} = \Psi_{f0}$. При дальнейшем вращении ротора в обмотках статора и ротора возникают токи, которые поддерживают постоянными потокоцепления контуров генератора. Намагничивающие силы якоря и обмотки возбуждения имеют синусоидальное пространственное распределение, поэтому и результирующая н. с. будет также распределена синусоидально. Эта н. с. создает результирующий магнитный поток, который имеет такое же пространственное распределение. Этот поток образует с обмотками якоря и возбуждения потокоцепления, величина которых согласно принципу постоянства потокоцеплений сверхпроводящих контуров должна остаться неизменной при вращении ротора ($\Psi_{c0} = \Psi_{f0}$). Переходя к векторному представлению, нетрудно показать, что потокоцепления Ψ_{c0} и Ψ_{f0} должны определяться как проекции результирующего потокоцепления Ψ_δ на оси обмотки якоря и возбуждения (рис. 3,б). Из рис. 3,б следует, что связь между Ψ_δ и Ψ_{f0} также устанавливается выражением (9).

Необходимо учитывать, что в реальной машине постоянство потокоцеплений контуров обеспечивается не только результирующим магнитным потоком, но и потоками рассеяния, поэтому возрастание

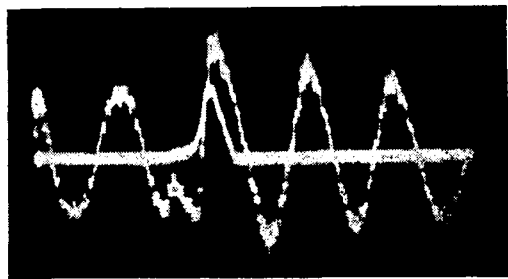


Рис. 4. Осциллограммы тока подмагничивающей обмотки А и э. д. с. в обмотке В при форсировке потока за счет реакции якоря.

магнитного потока Ψ , будет происходить в значительно меньшей степени.

Происходящее возрастание потокосцепления в воздушном зазоре делает возможным использование этого эффекта для увеличения импульсной мощности ударных генераторов. Первой машиной, использующей эффект импульсной форсировки магнитного потока, явился электромашинный источник импульсов с несимметричным неявнополюсным ротором и дополнительной обмоткой на статоре, смещенной относительно рабочей на 90° [Л. 6]. Выполнение на статоре генератора рабочей обмотки В, смещенной относительно обмотки А на 90° , которую назовем вспомогательной или подмагничивающей, позволяет осуществить форсировку ее магнитного потока непосредственно перед включением на нагрузку. Это приводит к возрастанию импульсной мощности как за счет увеличения магнитного потока, так и за счет дополнительного уменьшения сверхпереходных параметров генератора, вызванного насыщением.

В исходном состоянии ротор генератора (рис. 1) вращается с угловой скоростью ω , имея при этом определенный запас кинетической энергии. Обмотка возбуждения с постоянным током I_{f0} создает начальный магнитный поток, который наводит в статорных обмотках А и В синусоидальные э. д. с. Коммутирующие устройства К-1, К-2 разомкнуты. Неявнополюсный ротор генератора имеет мощную демпферную систему по продольной оси, демпферная обмотка по поперечной оси ротора отсутствует.

В момент времени, когда э. д. с. в подмагничивающей обмотке проходит через нуль, производится ее замыкание. Протекающий по подмагничивающей обмотке ток создает н. с. реакции якоря, которая имеет при несимметричном роторе намагничивающий характер. Вследствие ослабленного демпфирования по поперечной оси ротора происходит беспрепятственное проникновение потока реакции якоря в ротор по поперечной оси и сложение его с магнитным потоком по продольной оси. При этом максимального значения результирующий поток в зазоре достигает при повороте ротора на угол, близкий к $160-170^\circ$, а его направление практически совпадает с осью рабочей обмотки статора В.

В момент времени, соответствующий максимальному потокосцеплению рабочей обмотки В, производится ее включение на нагрузку. Это обуславливает повышение эффективности электромеханиче-

ского преобразования энергии и повышение ударной мощности генератора.

Сравнительные расчеты, выполненные для ударного генератора классического типа и рассматриваемого импульсного генератора при одинаковых параметрах обмоток показывают, что импульсная форсировка магнитного потока увеличивает ударную мощность в 4—6 раз, а энергию, передаваемую в нагрузку, в 2—4 раза.

Другой возможностью использования этого эффекта является выполнение в поперечной оси ротора фазной обмотки и включение в ее цепь коммутирующего устройства, замыкающегося в момент максимума ее потокосцепления, благодаря чему осуществляется захват форсированного магнитного потока.

Одновременное выполнение на статоре генератора вспомогательной и рабочей обмоток, а в цепи демпферной обмотки по поперечной оси включение коммутирующего устройства позволяют создать генератор импульсов, в котором как бы объединены принципы использования намагничивающего действия реакции якоря в двух выше рассмотренных генераторах. На использовании этого решения может быть создан ряд принципиально новых электромашинных источников импульсов.

Для экспериментальной проверки основных положений о намагничивающем действии реакции якоря и возможностях его использования в импульсных генераторах были спроектированы и изготовлены макетные образцы генераторов в соответствии с принципиальной схемой расположения обмоток, приведенной на рис. 1. (Основные данные генератора: диаметр ротора $D_p = 270$ мм; длина бочки ротора $l_p = 370$ мм; число пар полюсов $2p = 8$; скорость вращения ротора $n = 1500$ об/мин; наружный диаметр железа статора $D = 360$ мм; сверхпереходное индуктивное сопротивление машины $x''_d = 0,04$ о. е.)

На рис. 4 приведена осциллограмма э. д. с. в обмотке В генератора при коротком замыкании обмотки А статора в момент перехода ее э. д. с. через нуль и последующем закорачивании демпферной обмотки по поперечной оси в момент максимума ее потокосцепления, полученная на экспериментальной установке. Из анализа рис. 4 видно, что намагничивание машины за счет реакции якоря приводит к увеличению э. д. с. в обмотке В в 1,7 раза. Размагничивающее действие реакции якоря, проявляющееся в уменьшении э. д. с. после импульса тока в ударных генераторах классического типа, в импульсных генераторах с форсировкой потока отсутствует за счет реакции якоря. После импульса тока имеет место даже некоторое возрастание э. д. с. Это дает возможность питать нагрузку серией импульсов, производя включение генератора на нагрузку в начале первой после предыдущего импульса положительной полуволны э. д. с.

Следует отметить, что возможность питания нагрузки серией импульсов ограничивается общим запасом энергии, накопленной во вращающихся массах ротора. Практическая реализация этого режима работы осуществима при использовании дополнительных маховиков и в автономных систе-

мах питания с приводом импульсного генератора от двигателя или турбины, мощность которой превышает ударную мощность генератора.

Форсировка магнитного потока за счет реакции якоря происходит за время, соответствующее углу поворота на 180° . Таким образом, в сравнении с применяемыми в ударных генераторах форсированными режимами возбуждения [Л. 7] происходит уменьшение времени форсировки в десятки раз. Это приводит к значительному уменьшению потерь энергии в процессе форсировки магнитного потока.

Импульсные генераторы, использующие намагничивающее действие реакции якоря, позволяют, как показали эксперименты, увеличить импульсную мощность в 4—6 раз по сравнению с существующими ударными генераторами и обеспечить питание потребителя серией импульсов с одинаковой мощностью и частотой следования импульсов, равной частоте э. д. с. генератора.

Таким образом, принципиально возможно использовать реакцию якоря для импульсной фор-

сировки основного магнитного потока электромашиных генераторов импульсов, что позволяет значительно уменьшить их габариты и массу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П. Электрические машины, специальная часть. М., Госэнергоиздат, 1949.
2. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. М., Госэнергоиздат, 1960.
3. Трешев И. И. Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока. Л., «Энергия», 1969.
4. Лоос А. В., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А. Реакция якоря ударного генератора. — Изв. Томского политех. ин-ститута, 1966, т. 152.
5. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. Учет насыщения магнитной цепи и изменения скорости вращения при определении гока ударного генератора. — «Электричество», 1969, № 4.
6. Электромашиный источник импульсов. А. С. № 304681 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 17. Авт.: Г. А. Сипайлов, А. В. Лоос, Ю. А. Романов, В. Ф. Сергеев.
7. Delassus I. Le stockage d'energie par machines tournantes. — «Rev. gen. elec.», 1970, 79, № 4.

[3.10.1974]



ПИСЬМО В РЕДАКЦИЮ

Приведенный в моей статье «Определение проводимостей отдельных фаз относительно земли под рабочим напряжением в сетях с изолированной нейтралью до 1000 в» («Электричество», 1975, № 10) метод определения проводимостей отдельных фаз основан, как указывалось в статье, на графо-аналитическом методе Sahülka I., в котором графические построения для определения углов фазных напряжений заменены аналитическими вычислениями на основании данных измерений фазочувствительными приборами. Однако, как показал последующий, более детальный анализ, определитель системы уравнений этих методов равен нулю, следовательно, система имеет множество решений. В статье допущена ошибка.

Е. Ф. ЦАПЕНКО

Использование экономико-математических моделей в прогнозировании развития электроэнергетики

МАРКОВИЧ И. М., КИСЛОВ К. П., ХАЙНСОН Я. И.

Москва

Технико-экономическое сравнение вариантов развития энергетики в условиях непрерывного увеличения масштабов производства электроэнергии, ввода новых генерирующих источников и соответственно расширения характера и влияния межотраслевых связей энергетики требует применения сложных математических методов, способных учесть динамику исследуемых систем.

Это предопределило необходимость использования для расчетов специальной расчетной модели оптимизации развития электроэнергетического баланса СССР с использованием экономико-математических методов и ЦВМ.

На современном этапе, учитывая необходимость комплексного подхода к решению задач прогнозирования отрасли, оптимизация электроэнергетического баланса должна оценивать также ряд элементов, влияющих на развитие смежных топливных и машиностроительных отраслей, в том числе:

совершенствование топливного баланса электростанций европейской части страны путем включения принципиально нового высокоэффективного энергетического ресурса — ядерного топлива, а также высокоэффективных видов минерального топлива;

широкое использование для получения электрической энергии в восточных районах страны углей открытых разработок, а также природного газа;

дальнейшую концентрацию производства электрической энергии за счет последовательного увеличения единичной мощности агрегатов и станций, в первую очередь на новом оборудовании и при использовании новых источников производства электроэнергии;

централизацию распределения электрической энергии путем создания объединений энергетических систем и надежных межсистемных связей.

Для выявления наиболее эффективных структурных пропорций развития электроэнергетического баланса страны на длительную перспективу рассматривается с учетом перечисленных выше факторов ряд вариантов, отличающихся между собой:

долей АЭС и других новых источников электрической энергии в структуре генерирующих мощностей;

разным соотношением использования в топливном балансе электростанций минеральных видов топлива;

размещением электрических станций на территории СССР и внутри отдельных энергетических объединений;

возможными колебаниями исходной экономической информации, характеризующей новую технику.

Для выбора оптимальных решений в этих условиях должно быть рассмотрено очень большое количество вариантов. Но и этого может оказаться недостаточно для принятия однозначных решений. В связи с этим в ряде случаев выявляются зоны устойчивых решений, в которых изменение исходных показателей практически не сказывается на принципиальных выводах. По мере приближения сроков реализации выявленных в прогнозе решений в результате более детальных расчетов на базе уточненной исходной информации должны приниматься окончательные решения уже внутри оптимальной зоны.

Для решения чрезвычайно сложной задачи прогнозирования в настоящее время закончено создание экономико-математических моделей. В 1973—1975 гг. система моделей прошла опытную проверку. С ее помощью была произведена оценка многих вариантов развития электроэнергетики и выявлены лучшие решения. В основу управления прогнозом развития

отрасли была положена оценочная экономико-математическая модель.

Оценочная расчетная модель характеризуется двумя признаками:

1) все блоки модели решают комплексную технико-экономическую задачу — прогнозирование развития электроэнергетики на длительную перспективу;

2) каждый блок модели, решая самостоятельные частные (в ряде случаев достаточно большие) задачи, в то же время является источником исходной информации для последующих блоков.

Оценочная модель предназначена для технико-экономической оценки и сравнения заданных проектировщиком вариантов развития электроэнергетического хозяйства. Эти варианты могут различаться составом генерирующих мощностей и электрических сетей, временем их сооружения, параметрами энергетических объектов, видом сжигаемого на электростанциях топлива и т. д.

Помимо расчетов по прогнозированию структурных сдвигов в электроэнергетике, модель и ее отдельные блоки выполняют и более «тонкие» расчеты по выбору параметров отдельных объектов, их размещению, анализу режимов работы оборудования, загрузки ВЛ и т. д.

Масштаб модели (количество вводимой исходной информации) выбран таким образом, чтобы можно было получить результаты не только глобальных расчетов, но и отдельных частных, производимых на разных уровнях прогнозируемого периода и с различной степенью точности.

Оценочная экономико-математическая модель состоит из четырех следующих расчетных блоков:

1. Блока, формирующего электроэнергетический баланс при заданных размерах потребности в электрической мощности, номенклатуре генерирующих мощностей и последовательности их сооружения и определяющего капитальные вложения для полученных условий развития электробаланса.

Выходная информация блока сводится в две таблицы. Первая таблица отражает баланс мощности энергообъединения. В ней приводятся по годам: потребность системы в мощности, передача в другие системы, суммарная потребная мощность, покрытие за счет: эксплуатируемых электростанций данной системы, передачи из других систем, новых электростанций, а также порядок ввода электростанций, дефицит и избыток мощности. Вторая таблица отражает распределенные также по годам капитальные вложения, постоянные издержки и приведенные затраты на электростанции.

2. Блока, для определения экономически обоснованного резерва мощности в отдельные годы прогнозируемого периода. Исходной информацией для этого блока служит динамика структуры генерирующих мощностей для каждого варианта развития электробаланса, полученная в первом блоке. Полученное значение резерва проверяется с предварительно принятым в электробалансе и уточняется (итерационный процесс между первыми двумя блоками).

3. Блока, выбирающего оптимальную схему развития электрических связей при данном варианте развития генерирующих мощностей и дающего оценку затрат на развитие электрических сетей. Выходная информация блока сводится в таблицу, отражающую схему электрических связей, потоки по ВЛ и затраты на ВЛ.

4. Блока, определяющего оптимальный режим работы энергетического оборудования при заданном варианте развития генерирующих мощностей и электрических сетей и затра-

ты на топливо (четыре таблицы). Первая таблица отражает нагрузки ВЛ по часам. Во второй таблице указаны мощности и выработка электроэнергии отдельными энергоузлами и ОЭС по часам и за сутки. В третьей таблице приведены данные по расходу топлива отдельными энергоузлами и ОЭС. Четвертая таблица отражает для каждого типа энергоблока мощность для каждого часа, выработку электроэнергии, расход топлива, удельный расход топлива, а также количество работающих днем и ночью агрегатов.

Все блоки модели работают по условию получения оптимальных решений частных задач. Это означает, что в каждом из них определяются оптимальные (или близкие к оптимальным) затраты на составные элементы структуры электроэнергетического баланса.

В первом блоке заложена проверка нескольких способов построения электроэнергетического баланса, в частности, по оптимальным строительным условиям и по минимуму избытка мощности в системе. Сравнение этих способов дает возможность приблизиться к оптимальным условиям построения электроэнергетического баланса в каждом рассматриваемом варианте структуры генерирующих мощностей и последовательно ввода электростанций.

Во втором блоке оптимум отыскивается путем сравнения возможного ущерба от недоотпуска энергии с затратами на дополнительную (резервную) генерирующую мощность.

В двух последних блоках используются математические методы, обеспечивающие поиск глобального экстремума.

В результате работы всей модели можно получить суммарные расчетные затраты на развитие электроэнергетики за достаточно длительный период времени и систему показателей, определяющих технико-экономическую характеристику данного варианта развития структуры генерирующих мощностей и межсистемных связей. (Электроэнергетический баланс за прогнозируемый период, оптимальный график основных межсистемных связей, оптимальный режим работы энергетического оборудования в перспективе, оптимальный резерв мощности и т. д.)

Создание системы блоков для расчетов на ЦВМ, связанных между собой автоматически или эвристически, позволяет иметь гибкую методику, способную, как и сами исследуемые системы, к непрерывному развитию. В дальнейшем такая модель может легко уточняться и пополняться за счет введения в нее дополнительной информации и увеличения числа блоков.

В рамках статьи не представляется возможным изложить алгоритмы и привести расчетные блок-схемы. Обратим внимание лишь на практическую сторону дела. Все алгоритмы реализованы в виде программ для ЦВМ БЭСМ-4.

Опыт использования модели показал, что оценка одного из возможных вариантов развития электроэнергетического баланса занимает от 5 до 10 дней. Сюда входит подготовка исходной информации вплоть до ее записи на машинные носители (5—8 дней), выполнение расчетов (до 1 ч) и анализ результатов с возможной корректировкой (1—2 дня).

Расчеты по прогнозированию развития электроэнергетической отрасли показали, что необходимый объем исследования мог быть выполнен в установленные сроки только благодаря использованию разработанной модели.

На основе использования этой модели оказалось возможным дать экономическую оценку основных структурных и технических сдвигов в электроэнергетике и определить их количественные параметры во времени. В частности, получены: экономические оценки, характеризующие эффективность повышения удельного веса АЭС в структуре электробаланса; показатели эффективности использования углей Канско-Ачинского бассейна на электрических станциях в европейских районах страны, в Средней Азии, в Казахстане и на месте добычи топлива;

целесообразные масштабы передачи электрической энергии из восточных районов страны в западные, в частности из Сибири в центр европейской части СССР, Казахстан и Среднюю Азию;

целесообразные сроки освоения новых типов энергетического оборудования в энергосистемах и режимы их работы.

Для выбранных условий развития электроэнергетического баланса уточнялись размеры потребности в энергетических ресурсах для отрасли, что позволило путем итерационных связей влиять на прогноз развития топливно-энергетического баланса.

Решение перечисленных выше и ряда других задач прогноза позволяет:

предъявить требования к капитальным вложениям во временном разрезе на развитие электроэнергетики (электрических станций и основных межсистемных связей);

предъявить требования к энергомашиностроительной промышленности, к электротехнической промышленности, к строительным организациям и другим смежным отраслям на разработку, проектирование и поставку в надлежащие сроки оборудования и подготовки достаточной производственной базы;

выявить важнейшие научно-технические проблемы, первоочередное решение которых необходимо для эффективного развития отрасли и всего народного хозяйства;

выдать задания на проектирование энергетических объектов;

выдать необходимые данные для формирования прогнозов и планов в смежных отраслях народного хозяйства.

По мере развития и освоения автоматизированной системы управления долгосрочным развитием отрасли поиск устойчивых решений и коррекция их по мере приближения сроков непосредственного вложения средств будут выполняться еще более качественно.

Дальнейшее совершенствование методологии прогнозирования, базирующееся на все более широком использовании математических методов и ЦВМ, а также систематическая работа над получением и систематизацией исходной информации позволят получить более надежные объективные оценки развития энергетики, что, в свою очередь, приведет к совершенствованию и улучшению качества планирования на всех более близких и коротких этапах.

[19.4.1975]



Обобщение статической характеристики нагрузки $Q=f(U)$

Канд. техн. наук ГУРЕВИЧ Ю. Е., инж. ЛИБОВА Л. Е.

ВНИИЭ

Характеристики узлов нагрузки в действующих энергосистемах могут быть определены экспериментально или рассчитаны по данным о структуре и параметрах потребителей и распределительной сети [Л. 1—3 и др.]. При решении проектных задач требуется обобщенная информация о характеристиках нагрузки, основанная, главным образом, на статистическом анализе натуральных данных. Такая же информация нужна и для расчетов действующих энергосистем из-за многочисленности узлов и трудностей их экспериментального и расчетного исследования.

Натурные эксперименты показывают, что регулирующие эффекты реактивной мощности по напряжению для крупных узлов смешанной нагрузки (десятки и сотни мегаватт) имеют, в отличие от значений k_R , очень большой разброс — от 2 до 20 и более, поэтому вопрос об обобщенных значениях k_Q остается открытым.

Ниже предлагается способ обобщения регулирующих эффектов реактивной мощности, основанный на анализе причин вариаций регулирующих эффектов и статистической обработке результатов экспериментов. Рассматривается также обобщенная статическая характеристика $Q=f(U)$ в целом.

Регулирующий эффект. Очевидно, что при очень большом разбросе значений k_Q , полученных в экспериментах, их непосредственная статистическая обработка бесполезна: регулирующие эффекты для различных узлов нагрузки могут быть весьма далеки от средних. Известно [Л. 4], что величины k_Q связаны со значениями коэффициентов мощности узлов нагрузки. Этот факт подтверждается экспериментальными данными рис. 1, а, где представлены значения k_Q , соответствующие режимам максимальной нагрузки¹.

Примем в качестве гипотезы, что корреляционная связь между значениями k_Q и $\cos \varphi$ (показаны точками на рис. 1) определяется главным образом разницей в степени компенсации реактивной мощности статическими конденсаторами. Обозначим коэффициент мощности, который имел бы узел при отключенных батареях статических конденсаторов (БСК), через $\cos \varphi_0$. Тогда, зная реальные значения k_Q и $\cos \varphi$, можно найти то значение регулирующего эффекта реактивной мощности, которое характеризовало бы данный узел нагрузки при отсутствии БСК. Назовем этот регулирующий эффект базовым, его величина определяется очевидным выражением:

$$k_{Q0} = k_Q \frac{Q}{Q_0} + 2 \frac{Q_0 - Q}{Q_0},$$

где Q — значение реактивной нагрузки узла при номинальном напряжении; Q_0 — то же при отключении БСК.

Так как

$$Q = P \tan \varphi; \quad Q_0 = P \tan \varphi_0,$$

то

$$k_{Q0} = (k_Q - 2) \frac{\tan \varphi}{\tan \varphi_0} + 2. \quad (1)$$

Значение $\cos \varphi_0$ в соответствии со статистическими оценками примем равным 0,85*. Теперь появляется возможность перейти от реальных значений k_Q , показанных на рис. 1, а, к базовым (рис. 1, б). Как следует из рис. 1, б, значения k_{Q0} варьируют гораздо меньше, чем значения k_Q , и практически отсутствует корреляция между значениями k_{Q0} и $\cos \varphi$. Это подтверждает справедливость выдвинутого предположения о том, что и вариации регулирующих эффектов k_Q , и вариации коэффициентов мощности обусловлены в значительной степени одним и тем же фактором: различиями в емкостной проводимости (мощности БСК).

* 1. Использованы результаты натурных экспериментов, выполненных Л. М. Горбуновой (ВНИИЭ), Э. П. Мерпортом (Среднеазиатское отделение ОРГРЭС) и авторами. К сожалению, в большинстве опубликованных данных по регулирующим эффектам нагрузки не приводятся значения коэффициентов мощности.

* Можно показать, что результаты обобщения регулирующих эффектов нагрузки от выбора значения $\cos \varphi_0$ практически не зависят.

Статистическая обработка значений k_{Q0} позволяет определить его среднее значение: $\bar{k}_{Q0} = 3,8$. Среднее значение регулирующего эффекта реактивной мощности нагрузки по напряжению для узла с произвольным коэффициентом мощности нормального режима ($\cos \varphi$) может быть получено из выражения (1):

$$\bar{k}_Q = (\bar{k}_{Q0} - 2) \frac{\tan \varphi_0}{\tan \varphi} + 2 \approx \frac{1,1}{\tan \varphi} + 2.$$

Если использовать значение \bar{k}_Q и другие данные (состав потребителей, параметры двигателей и т. п.), известные в той или иной мере в настоящее время, то можно предложить некоторую, «в среднем» правильную модель узла нагрузки, показанную на рис. 2, а, или еще более упрощенную модель на рис. 2, б. Параметры элементов этих моделей приведены в таб.

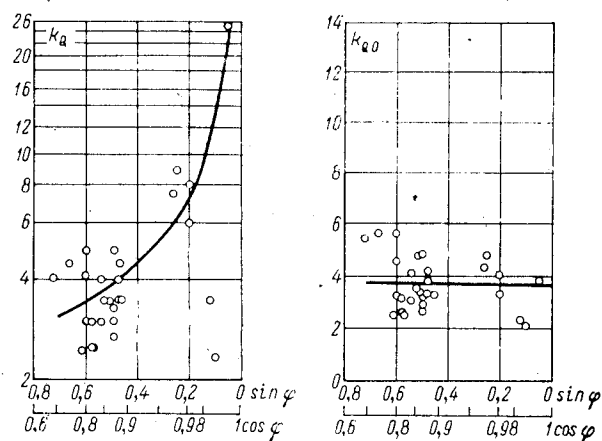


Рис. 1. Рассеивание экспериментально полученных значений k_Q в зависимости от коэффициентов мощности узлов нагрузки.

а — реальные значения k_Q ; б — значения k_{Q0} .

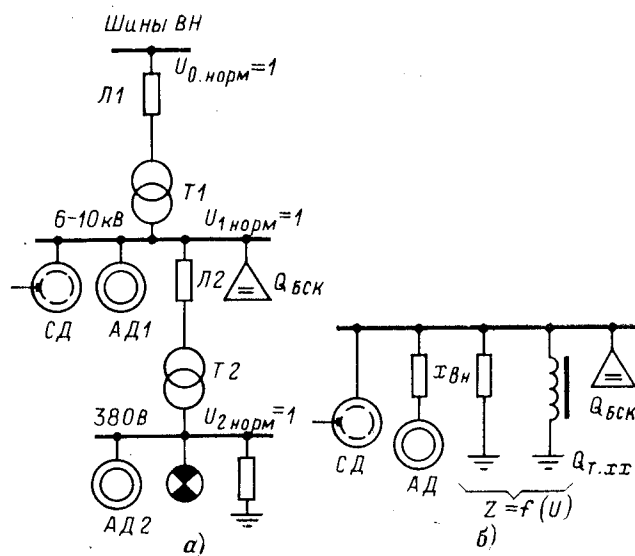


Рис. 2. Расчетные модели узла нагрузки.

а — полная модель; б — упрощенная модель.

Схема	Элемент схемы	$\frac{S_{\text{ном}}}{S_{\text{баз}}}$	$\cos \varphi_{\text{ном}}$	Характеристика холостого хода $Q=f(U)$	Параметры, о. е.	Коэффициент загрузки
I	СД	0,1	0,85	—	$x_d=1,2; I_B/I_{B.\text{ном}}=0,9$	0,85
	АД-1	0,1	0,84	$\frac{U^2}{x_\mu}(1-a+aU^4)$	$a=0,3; x_K=0,23^*$	0,75
	АД-2	0,45	0,85	То же	$a=0,3; x_K=0,3^*$	0,65
	Освещение	0,2	1	—	$P=gU^{1,6}$	—
	Статическая нагрузка	0,15	0,9	—	$Z_H=\text{const}$	—
	Т-1	1,2	—	$Q_X(1-b+bU^{10})U$	$Q_X=0,03; b=0,6; e_K=0,1$	—
	Т-2	1,8	—	То же	$Q_X=0,08; b=0,6; e_K=0,055$	—
	Л-1	—	—	—	$\dot{z}_1=0,02+j0,05$	—
	Л-2	—	—	—	$\dot{z}_2=0,03+j0,02$	—
II	СД	0,1	0,85	—	$x_d=1,2; I_B/I_{B.\text{ном}}=0,9$	0,85
	АД	0,55	0,83	$\frac{U^2}{x_\mu}(1-a+aU^4)$	$a=0,3; x_K=0,28^*; x_{BH}=0,05$	0,65
	Статическая нагрузка	0,35	0,9	—	$Z_H=\text{const}$	—
	Т	0,3	—	$Q_X(1-b+bU^{10})U$	$Q_X=0,06; b=0,6; e_K=0$	—

$$* x_\mu = f(x_K) = (\sin \varphi_{\text{ном}} - T \varphi_{\text{ном}})^{-1}$$

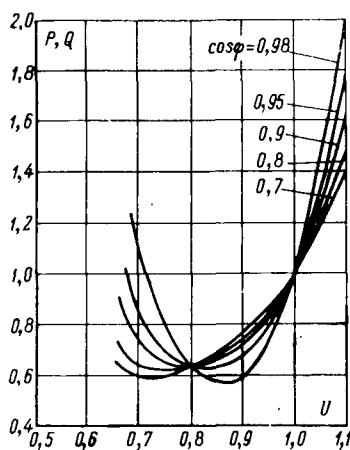


Рис. 3. Статические характеристики узла нагрузки.

лице; требуемое значение коэффициента мощности обеспечивается соответствующим выбором величины $Q_{\text{БСК}}$. Расчеты показывают, что зависимости регулирующих эффектов k_Q и k_{Q0} от коэффициентов мощности нагрузки имеют для этих моделей тот же характер, что и в действительности (см. кривые на рис. 1, а и б). Таким образом, предлагаемые модели не противоречат известным данным и могут быть использованы в расчетах.

Расчеты показывают, что вариации значений k_{Q0} (и, следовательно, k_Q) обусловлены в значительной степени параметрами и загрузкой трансформаторов. Это обстоятельство, в частности, серьезно затрудняет определение регулирующего эффекта k_Q конкретных узлов нагрузки расчетным путем (по составу нагрузок и параметрам сети и потребителей). По данным рис. 1, б может быть принято, что $k_{Q0}=3,8 \pm 1,8$. Тогда из (1) следует, что величина k_Q для различных узлов нагрузки может быть представлена следующим образом:

$$k_Q = \frac{1,1 \pm 1,1}{\text{tg } \varphi} + 2. \quad (2)$$

Можно проследить, что в этот диапазон попадают все значения, показанные на рис. 1, а. Покажем, что точность обобщенной оценки k_Q по выражению (2) не снижается с возрастанием коэффициента мощности. Изменение режима системы определяется изменением полной мощности. Приняв $S_{\text{баз}} = S$, получаем, что $P = \cos \varphi$, $Q = \sin \varphi$. Тогда полная мощность при произвольном напряжении $U = 1 + \Delta U$

$$\begin{aligned} \dot{S} &= P + jQ = (1 + k_P \Delta U) \cos \varphi + j(1 + k_Q \Delta U) \sin \varphi = \\ &= \cos \varphi + j \sin \varphi + (k_P \cos \varphi + j k_Q \sin \varphi) \Delta U. \end{aligned}$$

Обозначив

$$\dot{k}_S = k_P \cos \varphi + j k_Q \sin \varphi, \quad (3)$$

получим:

$$\dot{S} = \cos \varphi + j \sin \varphi + \dot{k}_S \Delta U.$$

Таким образом, величина $\dot{k}_S = k'_P + j k'_Q$ представляет собой комплексный регулирующий эффект, который правильно характеризует влияние изменений нагрузки на режим системы. Из выражений (2) и (3) следует, что

$$\text{Im } \dot{k}_S = k'_Q = (1,1 \pm 1,1) \cos \varphi + 2 \sin \varphi.$$

Таким образом, диапазон вариаций величины k'_Q мало зависит от коэффициента мощности нагрузки, поэтому выражение (2) дает погрешность расчета режима, практически одинаковую для узлов с различными значениями $\cos \varphi$.

Статические характеристики $Q=f(U)$ в целом. Приведенная выше (рис. 2, а) модель узла нагрузки позволяет рассчитать характеристику реактивной мощности в широком диапазоне изменения напряжения. При «естественном» коэффициенте мощности $\cos \varphi_0=0,85$ эта характеристика может быть аппроксимирована полиномом

$$Q_0 = 6,7 - 15,3 U + 9,55 U^2;$$

критическое напряжение (при неограниченной мощности источника в узле нагрузки) равно 0,66.

Серию статических характеристик, рассчитанных для схемы рис. 2, а при различных значениях $\cos \varphi$ (см. рис. 3), можно рассматривать, при отсутствии более точных данных, в качестве типовых, т. е. средних для различных значений $\cos \varphi$ при напряжении, большем критического. Их квадратичная аппроксимация такова:

$$Q = \frac{4,2}{\text{tg } \varphi} - \frac{9,5}{\text{tg } \varphi} U + \left(\frac{5,3}{\text{tg } \varphi} + 1 \right) U^2. \quad (4)$$

Учет явления саморазгрузки, имеющего место при глубоких посадках напряжения, может осуществляться переходом на новую расчетную характеристику для оставшейся части нагрузки:

$$Q' = \frac{1,6}{\text{tg } \varphi} - \frac{4,6}{\text{tg } \varphi} U + \left(\frac{2,8}{\text{tg } \varphi} + 1 \right) U^2; \quad (5)$$

здесь принято, что в приведенной выше расчетной модели нагрузка в результате самоотключения снижается на 30%.

Выводы. 1. Обобщение регулирующих эффектов реактивной мощности узлов нагрузки по напряжению (k_Q) возможно при учете связи между значениями k_Q и $\cos \varphi$.

2. Среднее значение k_Q и диапазон его вариаций определяются выражением (2) как функции коэффициента мощности нагрузки, причем вариации k_Q в значительной степени обусловлены различиями в мощности и параметрах трансформаторов различных узлов нагрузки.

Магнитная вибрация и шум явнополюсных синхронных машин

Канд. техн. наук БАРУЗДИН А. П.

Ленинград

Основными причинами возникновения магнитной вибрации и шума явнополюсных синхронных машин являются несинусоидальное распределение индукции магнитного поля в зазоре, зубчатая конструкция статора и ротора, реакция якоря, колебания магнитного поля под полюсами, насыщение и т. д. Учет всех этих факторов затрудняет решение проблемы в целом.

Ниже приводится обоснование методики расчета магнитной вибрации и шума явнополюсных синхронных машин для режима холостого хода концентричной конструкции «статор — ротор» без учета поперечных колебаний магнитного поля под полюсными наконечниками ротора и насыщения. В этом случае распределение радиальных магнитных сил взаимодействия между статором и ротором через зубцы и полюсные наконечники можно представить в виде суммы пространственных и комбинационных составляющих [Л. 1].

Из пространственных составляющих наиболее выраженной является основная волна магнитных сил, $k=1$. Определяющее влияние на магнитную вибрацию и шум оказывают комбинационные магнитные силы с малыми порядковыми числами r на зубцовых частотах статора.

Порядковые числа комбинационных магнитных сил в общем случае для синхронных машин с дробным числом пазов статора на полюс и фазу вида $q=b_1+c_1/d_1$ (b_1 — целое число, c_1/d_1 — правильная несократимая дробь) определяются по уравнению:

$$r_x = \frac{2p}{d_1} [d_1\chi - \mu m(b_1d_1 + c_1)]. \quad (1)$$

Угловая частота комбинационных магнитных сил будет равна:

$$\omega_x = 2\pi f_x, \quad 1/\text{сек}, \quad (2)$$

где $2p$ — число полюсов; m — число фаз; $\mu=1, 2, 3, \dots$ — порядковый номер магнитного поля зубцовых гармоник; $\chi=1, 2, 3, \dots$; $f_x=2\chi f$ — частота магнитных сил, Гц ; f — частота тока, Гц .

Из уравнений (1) и (2) видно, что выбор параметров b_1 , c_1 и d_1 обмотки статора позволяет изменять порядковые числа r_x и частоту f_x комбинационных составляющих магнитных сил. Коэффициент сложения комбинационной магнитной силы с порядковым числом r_x равен:

$$k_x = k_{b_1}k_{b(2x-1)} + k_{b_3}k_{b(2x-3)} + \dots + k_{b(2x-3)}k_{b_3} + k_{b(2x-1)}k_{b_1} + 2 \sum_{v=1, 3, 5, \dots} k_{b_v}k_{b(2x+v)}. \quad (3)$$

Составляющие комбинационных магнитных сил с порядковыми числами $|r_x| < 2p$ называются субгармониками. Субгармоники проявляются в машинах с дробными обмотками.

Для определения порядковых чисел и частотного состава наиболее опасных комбинационных магнитных сил в машинах с целым числом пазов статора на полюс и фазу q в урав-

нениях (1) — (3) необходимо сделать подстановку: $\chi = \mu tq + \lambda$, где $\lambda=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Переменные магнитные силы между статором и ротором создают вибрацию статора и шум, условно называемые магнитными. Вибрация проявляется в форме периодических упругих деформаций сердечника статора на растяжение и изгиб, а при наличии скоса пазов статора или полюсных наконечников ротора — и на скручивание статора.

Вибрация характеризуется амплитудой деформации X_r , скоростью v_r и ускорением W_r , амплитуды деформации, а также угловой частотой ω_r и порядковым числом волн деформации, укладываемых на внутренней поверхности статора r . В случае гармонических колебаний эти величины связаны следующими соотношениями:

$$\dot{x}_r = -j\omega_r \dot{x}'_r = -\omega_r^2 x'_r, \quad (4)$$

$$x_r = X_r e^{j(r\theta - \omega_r t - \alpha_r)},$$

где

$$v_r = \omega_r X_r, \quad \text{см/сек}; \quad (5)$$

откуда

$$W_r = \omega_r X_r, \quad \text{см/сек}^2. \quad (6)$$

Амплитуда изгибных колебаний статора под действием радиальных магнитных сил определяется средней величиной амплитуды удельной силы по длине сердечника и для свободно подвешенного статора при $|r|=2, 3, 4, \dots$ будет равна [Л. 3 и 4]:

$$X_{br} = \frac{12R_1}{E} \left(\frac{N_1}{h_1} \right)^3 \frac{k_c k_{br}}{(r^2 - 1)^2} q r, \quad \text{см.}$$

При колебаниях статора на растяжение ($r=0$) амплитуда деформации определяется по уравнению:

$$X_{b0} = \frac{R_1 N_1}{E h_1} k_c k_{b0} q_0, \quad \text{см.}$$

где E — модуль упругости сердечника статора, н/см^2 ; h_1 — высота спинки статора, см ; R_1 — внутренний радиус статора, см ; N_1 — средний радиус сердечника статора, см ; k_c — коэффициент скоса на растяжение и изгиб.

Для основной волны пространственных гармоник магнитных сил $k_c=1$, для комбинационных гармоник

$$k_c = k_{c\mu} = \frac{\sin \pi \mu c}{\pi \mu c}.$$

Величина

$$k_{br} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f_r}{F_{br}}\right)^2\right]^2 + 4 \left(\frac{p_{br}}{F_{br}}\right)^2 \left(\frac{f_r}{F_{br}}\right)^2}}$$

называется коэффициентом динамичности статора на растяжение и изгиб. Коэффициент затухания p_{br} определяется внутренним трением в сердечнике статора и учитывается лишь при частотах магнитных сил, близких к частотам собственных колебаний статора. Частота собственных колебаний статора на изгиб равна:

$$F_{br} = F_0 \frac{h_1}{N_1} \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{r(r^2 - 1)}{\sqrt{r^2 + 1}}, \quad \text{Гц},$$

3. Средним значениям k_q , полученным в натурных экспериментах, соответствуют предлагаемые расчетные модели нагрузки.

4. В проектных или эксплуатационных расчетах при отсутствии более точных данных могут быть использованы статические характеристики нагрузки, описываемые выражениями (4) и (5).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Азарьев Д. И., Дмитриева Г. А., Хвощинская З. Г. Влияние способов представления нагрузок на расчеты стати-

ческой устойчивости сложных систем. — «Электрические станции», 1972, № 10, с. 13—16.

2. Коновалов Ю. С., Крумм Л. А., Кугелевичус И. Б. Определение обобщенных характеристик нагрузок сложных электроэнергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 2, с. 82—92.

3. Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е. Об определении характеристик нагрузки по напряжению методом пассивного эксперимента. — «Электричество», 1972, № 2, с. 21—24.

4. Горнштейн В. М. Статические характеристики потребителей. — «Электрические станции», 1940, № 5—6, с. 4—8.

[17.3.1975]

где $F_0 = \frac{v_c}{2\pi N_1} \sqrt{k_G}$ — частота собственных колебаний сердечника статора на растяжение, $гц$; $v_c = 10 \sqrt{E/\gamma}$ — скорость распространения звука в сердечнике статора, $см/сек$; k_G равен отношению массы сердечника статора к сумме масс сердечника статора и зубцового слоя; $\gamma = 7,65 \cdot 10^{-3} \text{ кг/см}^3$ — плотность стали сердечника статора.

Для шихтованного статора из цельных листов модуль упругости равен $E = 20,6 \cdot 10^6 \text{ н/см}^2$. Для сегментированного статора многополюсных машин с наружным диаметром $D_{H1} > 990 \text{ мм}$ с толщиной листа $0,5 \text{ мм}$, на основании опытных данных ЛЭО «Электросила», модуль упругости принимается равным $E = 10 \cdot 10^6 \text{ н/см}^2$. Угол закручивания $\varphi_{\tau r}$ при скосе пазов статора на s зубцовых делений статора равен:

$$\dot{\varphi}_{\tau r} = \dot{\varphi}_{\tau r} e^{i(r\theta - \omega_r t - \alpha_r)}.$$

Амплитуда угла закручивания определяется по уравнению:

$$\Phi_{\tau r} = 6 \frac{N_2 g c k_{\tau r} q_r}{E h_1 l_1 [1 + 4,8 \beta (h_1/l_1)^2 r^2]}, \quad (7)$$

где g_c — коэффициент скоса пазов на скручивание статора; для основной волны пространственных магнитных сил $g_c = 0$, для комбинационных гармоник

$$g_c = g_{c\mu} = \frac{\sin \pi \mu c}{(\pi \mu c)^2} - \frac{\cos \pi \mu c}{\pi \mu c}.$$

Коэффициент β зависит от отношения l_1/h_1 и определяется по следующим данным:

l_1/h_1	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0	6,0	10	∞
β	0,141	0,196	0,229	0,263	0,281	0,299	0,313	0,333

Величина $k_{\tau r}$ — коэффициент динамичности на скручивание статора:

$$k_{\tau r} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f_r}{F_{\tau r}}\right)^2\right]^2 + 4 \left(\frac{\rho_{\tau r}}{F_{\tau r}}\right)^2 \left(\frac{f_r}{F_{\tau r}}\right)^2}}.$$

Частота собственных колебаний на скручивание статора определяется по уравнению:

$$F_{\tau r} = F_0 \sqrt{\frac{1 + 4,8 \beta (h_1/l_1)^2 r^2}{1 + (h_1/l_1)^2}}, \quad гц,$$

где $\rho_{\tau r}$ — коэффициент затухания на скручивание статора, $1/сек$.

Радиальная деформация статора, соответствующая амплитуде угла закручивания, равна:

$$x_{\tau r} = y \Phi_{\tau r}, \quad см.$$

Действующая радиальная амплитуда деформации статора при изгибе и скручивании будет:

$$X_r = \sqrt{X_{br}^2 + \left(\frac{1}{l_1} \int_{-\frac{l_1}{2}}^{+\frac{l_1}{2}} x_{\tau r}^2 dy\right)} = \sqrt{X_{br}^2 + \left(\Phi_{\tau r}^2 \frac{l_1^2}{12}\right)}, \quad см.$$

Вибрацию выражают в логарифмических единицах относительно нулевых порогов колебательной скорости $v_{пор} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ см/сек}$ или колебательного ускорения $W_{пор} = 3 \times 10^{-2} \text{ см}^2$. Уровень вибрационной скорости или вибрационного ускорения определяется по следующим уравнениям:

$$v_r = 20 \lg \frac{\omega_r X_r}{\sqrt{2} \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 20 \lg 890 000 f_r X_r, \quad дб;$$

$$W_r = 20 \lg \frac{\omega_r^2 X_r}{\sqrt{2} \cdot 3 \cdot 10^{-2}} = 20 \lg 935 f_r^2 X_r, \quad дб.$$

Зависимость уровней вибрационной скорости $v_r = \varphi(f_r)$ или вибрационного ускорения $W_r = \varphi(f_r)$ от частоты называется спектральной характеристикой.

4*

Общий уровень вибраций определяется по эквивалентной скорости или ускорению деформаций и будет равен:

$$v_{\text{об}} = 20 \lg \left[890 000 \sqrt{\sum_r (f_r X_r)^2} \right], \quad дб;$$

$$W_{\text{об}} = 20 \lg \left[935 \sqrt{\sum_r (f_r^2 X_r)^2} \right], \quad дб.$$

Шум характеризуется частотой, интенсивностью звука, звуковым давлением и другими параметрами.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что частоты магнитного шума синхронных машин промышленной частоты находятся приблизительно в пределах от 100 до 6000 $гц$. При скорости звука в воздухе $v = 34 300 \text{ см/сек}$ этим частотам соответствуют длины волн:

$$\lambda_r = \frac{v}{f_r} = \frac{34 300}{6000 - 100} = 6 - 343 \text{ см}.$$

При $\lambda_r > 2\pi R_{H1}$ синхронные машины в отношении излучения звука можно рассматривать как сферические излучатели, где R_{H1} — наружный радиус сердечника статора, $см$.

Интенсивность звука на поверхности такого излучателя будет равна:

$$I_r = 83\pi^2 f_r^2 X_r^2 N_r 10^{-7}, \quad вт/см^2.$$

Величина N_r называется относительной мощностью излучения и определяется по кривым [Л. 3—5] в зависимости от отношения $2\pi R_{H1}/\lambda_r$ и порядкового числа деформации статора r . При $2\pi R_{H1} \gg \lambda_r$ машину можно рассматривать как плоский излучатель, тогда $N_r = 1$.

Ухо человека способно воспринимать звуковые давления на средних звуковых частотах в диапазоне приблизительно от 10^{-9} до 10^{-2} н/см^2 и различающихся примерно в 10^7 раз. Поэтому в практике измерения шума пользуются безразмерными логарифмическими единицами — децибелами, показывающими уровень шума относительно порога его ощущения. За пороговое значение принимается интенсивность ощущения звука $I_{пор} = 10^{-16} \text{ вт/см}^2$ при частоте 1000 $гц$. Таким образом уровень магнитного шума на поверхности статора для простого гармонического колебания будет:

$$L_r = 10 \lg \frac{I_r}{I_{пор}} = 20 \lg (905 000 f_r X_r \sqrt{N_r}), \quad дб.$$

Состав магнитного шума представляется в виде спектральной характеристики, представляющей зависимость уровня магнитного шума от частоты $L_r = \varphi(f_r)$. Общий уровень шума определяется по трем наиболее выраженным составляющим спектра и будет равен:

$$L_{\text{об}} = 20 \lg \left[905 000 \sqrt{\sum_r (f_r^2 X_r^2 N_r)} \right], \quad дб.$$

Приложение. Расчет магнитной вибрации явнополюсного синхронного генератора ($P = 500 \text{ кВт}$, $U = 400 \text{ в}$, $2p = 4$, $f = 50 \text{ гц}$, $m = 3$).

1. Некоторые параметры, геометрические размеры и постоянные коэффициенты: $q = 5$; $z = 60$; $l = 36 \text{ см}$; $R_1 = 28,75 \text{ см}$; $\xi_1 = 0,5$; $c = 1$; $k_{c1} = 0$; $g_{c1} = 1/\pi$; $R_{H1} = 40 \text{ см}$;

$k_G = 0,63$; $h_1 = 6,65 \text{ см}$; $N_1 = 36,7 \text{ см}$; $\delta_0 = 0,45 \text{ см}$;

$\delta_k = 0,60 \text{ см}$; $\alpha = 0,66$; $k_\delta = 1,25$; $k_\mu = 1,3$; $W_H = 62,5$;

$I_{B0} = 76 \text{ а}$; $B_{\delta 0} = 0,81 \text{ тл}$; $\beta = 0,295$; $E = 20,6 \cdot 10^6 \text{ н/см}^2$.

2. Характеристика магнитной вибрации от прямо вращающейся волны комбинационных магнитных сил, имеющей:

$$\mu = 1; \quad \kappa = mq + 1 = 16; \quad f_\kappa = 2\pi f = 1600 \text{ гц};$$

$$\lambda = 1; \quad r = 2p = 4; \quad a_\kappa = 0,046.$$

Удельная амплитуда магнитной силы

$$q_\kappa = 40(k_\delta - 1)\xi_1 B_{\delta 0} a_\kappa = 0,151 \text{ н/см}^2;$$

скорость распространения звука в сердечнике статора

$$v_c = 10 \sqrt{\frac{E}{\gamma}} = 520 000, \text{ см/сек};$$

Частота вибрации $f_r, \text{Гц}$	Амплитуда деформации $X_r,$ см	Расчетный уровень вибрационного ускорения $W_r, \text{дБ}$	Опытный уровень вибрационного ускорения $W'_r,$ дБ
100	$178 \cdot 10^{-6}$	64	62
1400	$0,564 \cdot 10^{-6}$	60	65
1500	$1,07 \cdot 10^{-6}$	67	72
1600	$0,87 \cdot 10^{-6}$	66	73

частота собственных колебаний статора на скручивание

$$F_{\tau, r=4} = \frac{\sqrt{k_G v_c}}{2\pi N_1} \sqrt{\frac{1 + 4,83(h_1/l_1)^2 r^2}{1 + (h_1/l_1)^2}} = 2340 \text{ Гц};$$

коэффициент динамичности

$$k_{\tau, r=4} = \frac{1}{1 - \left(\frac{f_x}{F_{\tau, r=4}}\right)^2} = \frac{1}{1 - \left(\frac{1600}{2340}\right)^2} = 1,88;$$

амплитуда угла закручивания по формуле (7)

$$\Phi_{\tau, r=4} = 0,0835 \cdot 10^{-6};$$

эффективная амплитуда деформации по длине статора

$$X_{\tau, r=4} = \frac{\Phi_{\tau, r=4} l_1}{\sqrt{12}} = \frac{0,0835 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{12}} = 0,87 \cdot 10^{-6} \text{ см};$$



Аналитическое представление параметров основного и частных циклов гистерезиса магнитно-твердых материалов

Канд. техн. наук ТРЕГУБОВ В. А.

Московский энергетический институт

Магнитно-твердые материалы применяются во многих электромеханических устройствах (электрических машинах, реле, тяговых механизмах и др.). В общем случае эти материалы находятся в изменяющемся внешнем магнитном поле и испытывают перемагничивание либо по основной, либо по частным петлям гистерезиса. Для расчетов указанных электромеханических устройств необходимо иметь аналитические зависимости магнитных свойств материала от величины внешнего магнитного поля. Представляет интерес получить указанные зависимости на основе аппроксимации наиболее общей закономерности рассматриваемых материалов, а именно, петли гистерезиса.

Существует целый ряд различных аппроксимаций петли гистерезиса. Наиболее удобной является параболическая аппроксимация по [Л. 1], представленная в относительных величинах:

$$\text{для нисходящей ветви петли} \quad h = (1 + h_c) b^n - h_c, \quad (1)$$

$$\text{для восходящей} \quad h = (1 - h_c) b^m + h_c, \quad (1a)$$

где

$$h = \frac{H}{H_m}; \quad b = \frac{B}{B_m}; \quad h_c = \frac{H_c}{H_m};$$

H_m, B_m — максимальные значения напряженности поля и индукции; H_c — коэрцитивная сила.

В большинстве практических случаев достаточную точность расчетов можно получить, полагая $m=n$.

Показатель степени параболы n определяется по выражению (1) при $h=0, b=b_r$:

$$n = \frac{\lg \frac{h_c}{1 + h_c}}{\lg b_r}, \quad (2)$$

уровень вибрационного ускорения

$$W_{r=4} = 20 \lg 935 f_x^2 X_{\tau, r=4} = 66 \text{ дБ}.$$

3. Характеристики магнитной вибрации синхронной машины на других частотах приведены в таблице

4. Общий уровень вибрационного ускорения

$$W_{\Sigma} = 20 \lg 935 \sqrt{\sum_r (f_r^2 X_r)^2} = 71 \text{ дБ}; \text{ опыт — } 76 \text{ дБ}.$$

Вывод. Методика проверена на промышленном образце синхронного генератора. Сравнение результатов расчета с опытными данными показало удовлетворительную сходимость. Методика позволяет составить алгоритм расчета магнитной вибрации и шума явнополюсных синхронных машин с помощью ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баруздин А. П. Анализ магнитных сил в явнополюсных синхронных машинах. — «ЭП. Электрические машины», 1974, № 6(40).
2. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. М., «Энергия», 1964.
3. Jordan H., Müller-Tornfelde H. Akustische Wirkung der Schrägung bei Drehstromasynchronmaschinen mit Käfigläufer. — «ETZ», 1961, № 24, A 82.
4. Ваганов М. А. Определение силы звука на поверхности статора асинхронных и синхронных машин. — В кн.: Электрические машины малой мощности. М., «Наука», 1970.
5. Jordan H. Geräuscharme Elektromotoren. Verlag W. Girardet, Essen, 1950.

[30.1.1975]

УДК 621.318.12:538.23.001.24

где $b_r = \frac{B_r}{B_m}$ — относительное значение остаточной индукции.

Показатель степени параболы может быть также определен из выражения [Л. 1]:

$$n = \frac{k_b}{h_c - k_b}, \quad (2a)$$

где k_b — коэффициент выпуклости петли гистерезиса.

Анализ свойств ряда магнитно-твердых материалов показывает, что зависимости относительных параметров гистерезисных петель от максимальной индукции имеют «стандартный» характер [Л. 2]. В качестве «базовых» наиболее удобно принять параметры петли гистерезиса при $B_m = B_{m1}^*$, т. е. петли с максимальной выпуклостью. Полученные в [Л. 2] аппроксимации «стандартных» зависимостей относительных параметров гистерезисных петель в виде степенных полиномов обладают высокой точностью, но не всегда удобны для практического использования. Более удобными и простыми, по нашему мнению, аппроксимациями являются следующие одночленные выражения с минимальным числом коэффициентов:

$$h_c = 1,03 h_{c1} \sin(1,75 b_m); \quad (3)$$

$$b_r = 0,98 b_{r1} \sqrt{b_m}; \quad (4)$$

$$\frac{k_b}{k_{b1}} = \frac{\sin \gamma}{\sin \gamma_m} = \sin(1,57 b_m), \quad (5)$$

* Здесь и далее индекс γ означает принадлежность параметра петле гистерезиса данного материала с максимальной выпуклостью или, что то же самое, с максимальным значением $\sin \gamma$, где γ — гистерезисный угол.

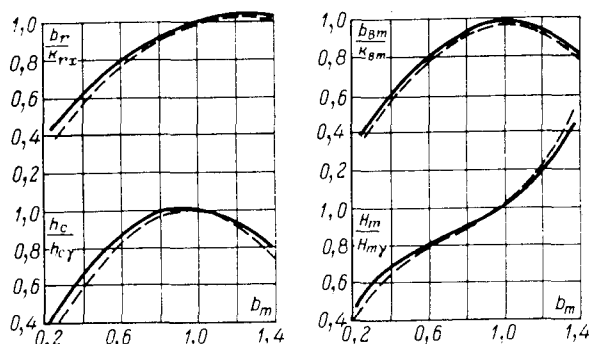


Рис. 1. «Стандартные» зависимости параметров основной петли гистерезиса от индукции.
— экспериментальные; ---- расчетные.

где $h_{cγ} = \frac{H_{cγ}}{H_{mγ}}$; $b_{rγ} = \frac{B_{rγ}}{B_{mγ}}$ — относительные параметры петли

гистерезиса с $\sin \gamma_{\max}$, а $b_m = \frac{B_m}{B_{mγ}}$.

С учетом выражений (2а), (3) и (5) для показателя степени параболы, аппроксимирующей ветви петли гистерезиса, можно получить выражение в виде:

$$n = \frac{1}{\frac{1,03}{\sqrt{k_{bm}}} \frac{\sin(1,75b_m)}{\sin(1,57b_m)}}. \quad (26)$$

Для большой группы магнитно-твердых материалов, например, викаллой, 35КНФ, 35КХФ и других, $h_{cγ} = 0,7 - 0,8$; $b_{rγ} = 0,6 - 0,8$.

При специальной термомеханической обработке материала можно получить значения: $h_{cγ} = 0,85 - 0,95$; $b_{rγ} = 0,8 - 0,95$.

«Стандартная» кривая намагничивания тех же материалов, полученная в [Л. 2], может быть представлена в виде:

$$h_m = 0,7b_m^{0,3} e^{0,4b_m}. \quad (6)$$

Диапазон применимости указанных выражений лежит в пределах $0 < b_m < 1,4$, а погрешность их равна 5—7% (см. рис. 1).

Представляет интерес получить математическую зависимость параметров частных циклов от параметров основной петли гистерезиса. Одним из основных параметров частных циклов является магнитная проницаемость частного цикла. Рассмотрим закономерность изменения магнитной проницаемости на частном цикле $\mu_{ч.ц}$ в вершине петли гистерезиса от индукции. Общее выражение для $\mu_{ч.ц}$ запишем в виде:

$$\mu_{ч.ц} = \mu_r + \Delta\mu_{ч.ц}. \quad (7)$$

Для частного цикла в вершине петли получим, считая h по выражению (1):

$$\mu_{ч.ц} = \frac{B_m - B}{H_m - H} = \mu_m \frac{1 - b}{1 - h} = \frac{\mu_m}{1 + h_c} \frac{1 - b}{1 - b^n}. \quad (8)$$

Значение обратной магнитной проницаемости μ_r может быть определено как предельное значение магнитной проницаемости на частном цикле, т. е.

$$\mu_r = \lim_{b \rightarrow 1} \mu_{ч.ц} = \mu_m \frac{1}{(1 + h_c)n}. \quad (9)$$

Амплитуда переменной составляющей магнитной проницаемости частного цикла может быть получена в виде:

$$\Delta\mu_{ч.ц} = \mu_{ч.ц} - \mu_r = \mu_m \frac{1}{1 + h_c} \frac{n(1 - b) - (1 - b^n)}{n(1 - b^n)}. \quad (10)$$

Тогда выражение для магнитной проницаемости на частном цикле, находящемся в вершине основного цикла, может быть представлено в виде:

$$\mu_{ч.ц} = \frac{\mu_m}{1 + h_c} \left[\frac{1}{n} + \frac{n(1 - b) - (1 - b^n)}{n(1 - b)(1 - b^n)} \Delta b \right], \quad (11)$$

где $\Delta b = \Delta B / B_m$ (см. рис. 2).

Экспериментальное исследование материалов показывает, что относительное значение обратной магнитной проницаемости может быть аппроксимировано выражением вида:

$$\mu_r / \mu_m = a / b_m. \quad (12)$$

Это выражение является более простым и удобным для анализа, чем (9), хотя и менее точным. Величина a может быть получена, если приравнять (9) и (12) и считать $b_m = 1$:

$$a = \frac{1}{(1 + h_{cγ}) n_{γ}}; \quad (13)$$

тогда

$$\mu_r = \mu_m \frac{1}{(1 + h_{cγ}) n_{γ} b_m}. \quad (14)$$

Значения μ_r , полученные из опыта и рассчитанные по (14), имеют достаточно хорошее совпадение (см. рис. 3). Анализ экспериментальных данных показывает, что с достаточной точностью можно принять $k_{bm} \approx h_{cγ}^2$, а тогда с учетом (2а)

$$a = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{k_{bm}}} - 1}.$$

Таким образом, коэффициент a является величиной постоянной для данного класса материалов.

Расчеты магнитной проницаемости по (11), или, что одно и то же, по (8) в сравнении с экспериментальными данными дают погрешность, не превышающую 10% (см. рис. 3).

Следует отметить, что в области малых значений B_m (менее 0,3 тл) форма петли гистерезиса существенно отличается от той, которая характерна для всей остальной области индукции, а поэтому использование полученных выражений для $\mu_{ч.ц}$ ограничено нижним пределом $B_m \geq 0,3$ тл. Выражение для магнитной проницаемости на частном цикле в вершине петли может быть использовано для расчета магнитной проницаемости на частном цикле, отходящем от любой точки петли гистерезиса. Данное положение основано на том, что форма нисходящей ветви частного цикла и основного цикла при данной индукции $B = B_m$ в значительной части совпадают. Величина обратной магнитной проницаемости, определенная в какой-либо точке кривой намагничивания, практически не отличается от величины той же проницаемости в точке основной петли гистерезиса при той же индукции. Этот факт был установлен экспериментально на ряде материалов.

На основании сказанного выше можно заключить, что магнитная проницаемость на частном цикле, отходящем от основной петли гистерезиса при данной индукции B , равна магнитной проницаемости на частном цикле, определенной в вершине такой петли гистерезиса, у которой $B_m = B$.

Нетрудно убедиться по выражению (12), что величина обратной магнитной проницаемости для данной петли гистерезиса может изменяться в 2 раза и более по сравнению с ее значением в вершине петли. Вследствие этого для некоторых расчетов интересно получить выражение усредненного значения магнитной проницаемости на частном цикле для данной основной петли гистерезиса. Если принять, что для индукций $B < 0,3$ тл

$$\frac{\mu_r}{\mu_m} = \frac{a}{0,3/B_{mγ}} = \text{const},$$

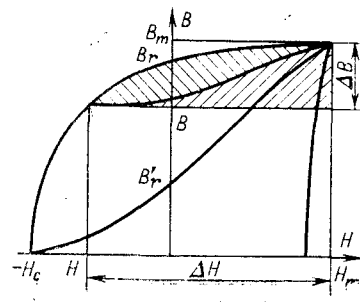


Рис. 2. Частные циклы в вершине основной петли гистерезиса.

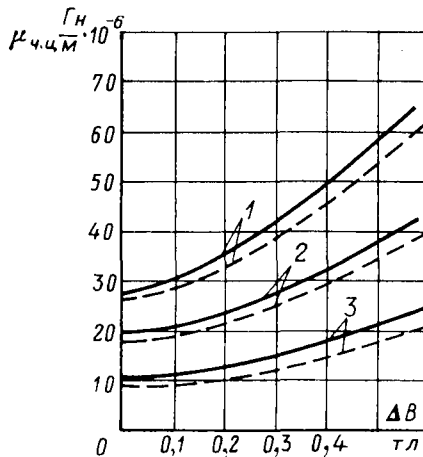


Рис. 3. Зависимость $\mu_{ч.ц} = f(\Delta B)$ для викаллой при различной температуре отпуска ($T_{отп}$) и индукции B_m .

1 — $T_{отп} = 420^\circ\text{C}$; $B_m = 1,0$ Тл; $H_m = 61,5$ А/см; 2 — $T_{отп} = 550^\circ\text{C}$; $B_m = 0,6$ Тл; $H_m = 85$ А/см; 3 — $T_{отп} = 620^\circ\text{C}$; $B_m = 0,8$ Тл; $H_m = 182$ А/см.

тогда

$$\left(\frac{\mu_r}{\mu_m}\right)_{cp} = \frac{a}{b_m} + \frac{a}{b_m} \int_{0,3}^{b_m} \frac{db}{b} = \frac{a}{b_m} \left(1 + \ln \frac{b_m}{0,3/B_{m1}}\right).$$

Усредненное значение магнитной проницаемости на частном цикле для всей петли гистерезиса будет тогда иметь следующий вид:

$$\mu_{ч.ц.ср} = \mu_{ср} \left[\frac{a}{b_{ср}} + c \Delta b \right],$$

где

$$c = \frac{n(1-b) - (1-b^n)}{(1+h_c)n(1-b)(1-b^n)};$$

$$b_{ср} = \frac{b_m}{1 + \ln \frac{b_m}{0,3/B_{m1}}};$$

$$\mu_{ср} = \frac{b_{ср} B_{m1}}{h_{ср} H_{m1}},$$

причем значение $h_{ср}$ соответствует $b_{ср}$ на кривой намагничивания и может быть рассчитано по (6).

На основе принятой аппроксимации петли гистерезиса можно найти аналитическое выражение для потерь на частном цикле. Для этого представим нисходящую ветвь частного цикла в виде

$$H = (H_m - H_c) \left(\frac{B}{B_m}\right)^n - H_c,$$

а восходящую ветвь частного цикла —

$$H = (H_m + H_c) \left(\frac{B}{B_m}\right)^{1/n_1} - H_c.$$

Показатель степени

$$n_1 = \frac{\lg b'r}{\lg \frac{h'_c}{1+h'_c}},$$

причем на основании обработки экспериментальных данных получено, что

$$b'r = 1 - 0,98 b_{r1} \sqrt{\frac{\Delta B}{2B_{m1}}};$$

$$h'_c = 1,03 h_{c1} \sin \left(1,75 \frac{\Delta B}{2B_{m1}}\right).$$

Площадь частного цикла может быть выражена в следующем виде (см. рис. 2):

$$S_{ч.ц} = \int_H^{H_m} B dH - \int_0^{\Delta H} B dH - B \Delta H =$$

$$= \int_b^{B_m} B^n \frac{H_m}{B_{m1}} (1 + h_c) dB -$$

$$- \int_0^{\Delta B} \frac{B^{1/n_1}}{B_m^{1/n_1}} \frac{1}{n_1} H_m (1 + h_c) dB - B \Delta H =$$

$$= \frac{n}{n+1} (1 + h_c) (1 - b^{n+1}) H_m B_m -$$

$$- \frac{1}{n_1+1} (1 + h_c) (1 - b^{1/n_1+1}) H_m B_m - b (1 + h_c) (1 - b^n) H_m B_m.$$

Окончательно имеем удельные потери:

$$P_{уд} = \left[\frac{n}{n+1} (1 - b^{n+1}) - \frac{1}{n_1+1} (1 - b^{1/n_1+1}) - b (1 - b^n) \right] \times \\ \times (1 + h_c) H_m B_m 10^{-4}, \text{ Дж/(см}^3 \cdot \text{ц).} \quad (15)$$

Результаты расчетов удельных потерь на частном цикле достаточно хорошо совпадают с опытными данными. Для практических расчетов может быть использована приближенная формула:

$$P_{уд} = (1,4 \div 1,5) (1 + h_c) \left[\frac{n}{n+1} (1 - b^{n+1}) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} (1 + b) (1 - b^n) \right] H_m B_m 10^{-4}, \text{ Дж/(см}^3 \cdot \text{ц).}$$

Эта формула основана на экспериментальном факте: отношение площадей двух частей частного цикла, разделенной линией, соединяющей его вершины, примерно равно 3/2. Аналитическое выражение для синуса гистерезисного угла может быть получено из известного соотношения

$$\sin \gamma_{ч.ц} = \frac{16 P_{уд}}{\Delta B \Delta H} = \frac{16 P_{уд}}{(1-b)(1+h_c)(1-b^n) H_m B_m 10^{-4}}. \quad (16)$$

Тогда, подставляя (15) в (16), получим:

$$\sin \gamma_{ч.ц} = 16 \frac{\frac{n}{n+1} (1 - b^{n+1}) - \frac{1}{n_1+1} (1 - b^{1/n_1+1}) - b(1 - b^n)}{(1-b)(1-b^n)}$$

Вывод. На основе параболической аппроксимации петли гистерезиса получены аналитические выражения, описывающие основные параметры частных циклов. Эти выражения позволяют упростить и математизировать расчеты электромеханических устройств (например, гистерезисных электродвигателей), производить исследования на оптимум и осуществлять выбор материала с необходимыми свойствами. Точность полученных выражений 10–15%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., Госэнергоиздат, 1949.
2. Орлов И. Н., Селезнев А. П. Основные закономерности характеристик магнитных материалов, применяемых для роторов гистерезисных двигателей. — «Труды МЭИ. Постоянные магниты». 1971, вып. 84.

[14.1975]



Компенсация высших гармонических токов, генерируемых регулируемым статическим источником реактивной мощности

Инж. ПАНКРАТОВА Е. А.

Московский энергетический институт

Одним из вариантов статических источников реактивной мощности, разработанных в МЭИ и получивших название статических ИРМ, является ИРМ, в котором реактивная мощность, генерируемая конденсаторной батареей (рис. 1), плавно и безынерционно регулируется с помощью управляемых вентилей. Регулирование реактивной мощности конденсаторной батареи в этой схеме осуществляется путем изменения длительности протекания емкостного тока батарей в течение каждого полупериода переменного напряжения [Л. 1].

В режиме выдачи максимальной реактивной мощности батареи (главные вентили 3 и 4 полностью открыты) ИРМ генерирует синусоидальный ток. В остальных режимах осуществляется принудительное прохождение тока через нуль в нулевой момент времени, а не в точке естественного нулевого значения синусоиды. В этом случае емкостный ток, оставаясь периодическим, приобретает прерывистый характер, т. е. становится несинусоидальным. Реактивная мощность ИРМ при этом определяется первой гармонической тока. С увеличением угла регулирования управляющих вентилей уменьшается длительность протекания тока в течение каждого полупериода (уменьшается ширина импульса прерывистого тока). Вместе с тем происходит изменение гармонического состава тока: первая гармоника уменьшается, а высшие гармонические возрастают. Следовательно, при этом реактивная мощность ИРМ также уменьшается, а уровень гармоник повышается. Таким образом, рассматриваемый статический регулируемый ИРМ

по принципу своей работы является источником высших гармонических токов. Поэтому анализу гармонического состава тока ИРМ и методам компенсации высших гармоник в этом токе должно быть уделено значительное внимание с тем, чтобы обеспечить при работе ИРМ допустимый уровень искажения токов и напряжений в электрической сети.

Детальное исследование установившихся режимов работы ИРМ проводилось на математической модели одной фазы устройства с помощью АВМ [Л. 2]. Результаты получены в виде осциллограмм токов и напряжений в схеме. На рис. 2 для иллюстрации приведена одна из таких осциллограмм, на которой рабочий ток ИРМ обозначен как i_1 . По осциллограммам фазных токов ИРМ было выполнено разложение их на гармоники графоаналитическим методом с помощью ЦВМ для различных режимов работы устройства и варьировании параметров его элементов.

Форма кривой тока статического ИРМ такова, что она не содержит постоянной составляющей и четных гармоник. В результате разложения были получены амплитудные значения нечетных высших гармонических до 35-й включительно. При этом было установлено, что с увеличением порядка гармоник их амплитуда уменьшается. В минимальном режиме гармоники, отнесенные к амплитуде 1-й гармоники, в особенности 3, 5 и 7-я, очень значительны, а гармоники порядка примерно выше 21-го довольно незначительны.

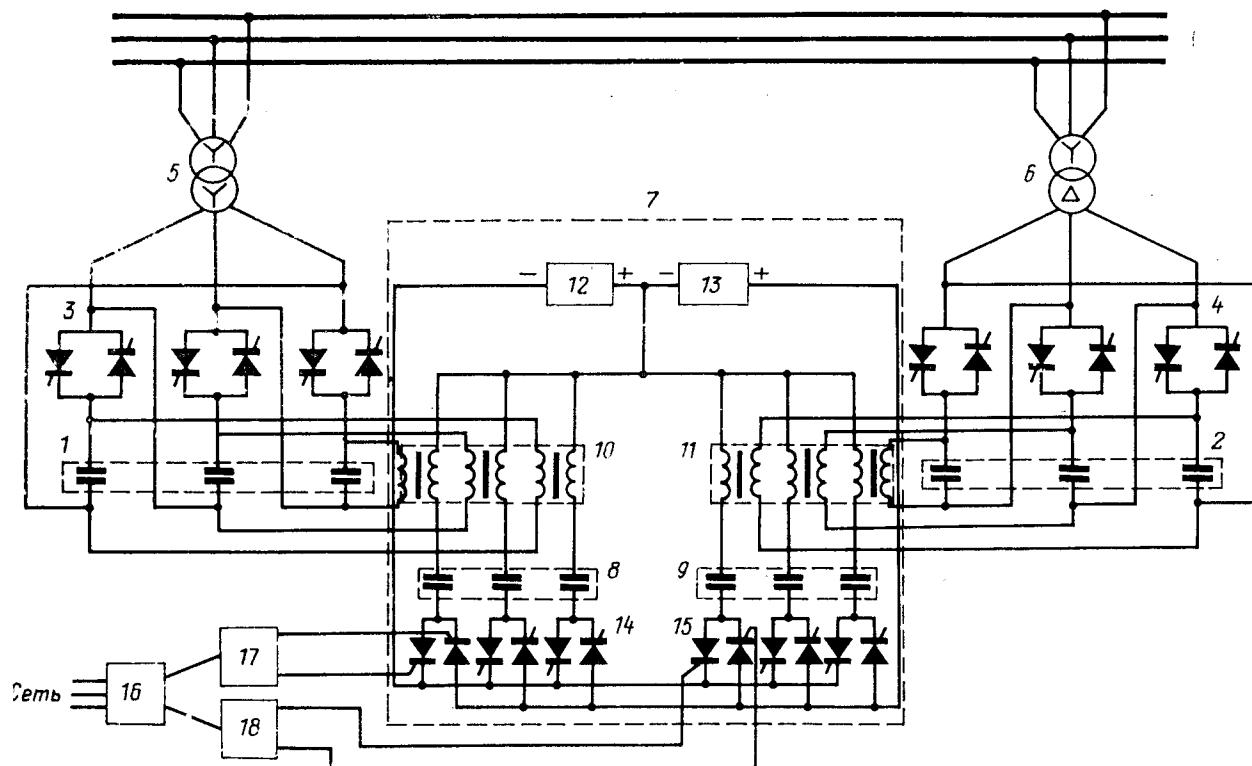


Рис. 1.

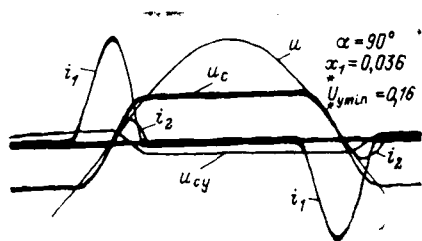


Рис. 2.

На рис. 3 приведены графики, полученные от разложения тока на гармоники при изменении угла регулирования управляющих вентилях α . Эти графики показывают, что содержание высших гармонических в токе ИРМ возрастает при регулировании реактивной мощности от максимальной до минимальной. Причем в минимальных режимах амплитуды высших гармонических достигают больших значений: 3-я гармоника оказывается соизмеримой с 1-й (90—95%), 5 и 7-я гармоники равны 70—80%, 11 и 13-я гармоники составляют 30—40% от 1-й гармоники.

Анализируя эти зависимости, можно сделать вывод, что использование данного источника реактивной мощности без применения средств компенсации высших гармонических токов невозможно. Причем при расширении диапазона регулирования реактивной мощности ИРМ (при увеличении угла регулирования α на рис. 3) необходимость в этих средствах возрастает.

Для компенсации высших гармонических токов, генерируемых статическим ИРМ, могут быть использованы следующие способы.

1. Некоторые гармоники могут быть скомпенсированы в самой схеме устройства. Так, 3-я и кратные ей гармоники компенсируются в батарее конденсаторов, соединенной в треугольник. Гармоники 5, 7, 17 и 19-я могут быть компенсированы в суммарном токе при выполнении устройства двумя равными по мощности блоками, включенными через два трансформатора, схемы соединения обмоток которых обеспечивают сдвиг напряжения на 30° (рис. 1).

2. Эффективным способом компенсации высших гармонических в токе ИРМ являются резонансные фильтры, представляющие собой ряд цепочек из последовательно соединенных конденсаторов и реакторов, настроенных в резонанс каждая на свою гармонику.

3. Возможно совместное использование для компенсации высших гармонических как схемных решений, так и резонансных фильтров на некоторые гармоники.

Выбор наилучшего варианта компенсации высших гармоник можно сделать из сопоставления приведенных затрат.

В основу расчета резонансных фильтров могут быть положены результаты разложения фазного тока ИРМ на гармоники. По данным обработки осциллограмм были построены зависимости, на которых значения амплитуд высших гармонических тока отнесены к току ИРМ в максимальном режиме (в этом режиме главные вентили полностью открыты, и в сеть выдается полная реактивная мощность конденсаторной батареи). Такой подход представляется правильным, так как при расчете фильтров важно знать абсолютные значения тока каждой гармоники. Мощность резонансного фильтра рассчитывается при этом по режиму, в котором данная гармоника по отношению к максимальному току ИРМ достигает наибольшего значения.

Расчеты показали, что при изменении угла регулирования α от минимального значения до 85—95° отношения I_{mv}/I_{m1} для всех гармоник возрастают. При дальнейшем увеличении угла регулирования 11 и 13-я гармоники продолжают увеличиваться, хотя и незначительно, тогда как все остальные гармоники уменьшаются. Следовательно, можно считать, что расчет мощности фильтров необходимо проводить для режима, отвечающего углу $\alpha \approx 90^\circ$. Значения токов гармоник для этого режима приведены в таблице.

В расчете мощности резонансных цепочек применена методика [Л. 3], которая заключается в выборе минимальной мощности конденсаторной батареи. Основанием для этого служит более высокая единичная стоимость конденсаторной батареи по сравнению с реакторами.

Сопротивление цепочки резонансного фильтра для частот ниже резонансной $\omega < \omega_0$ носит емкостный характер, поэтому резонансные фильтры всех высших гармонических на частоте

Гармоники	$I_v, \%$	$C_v, \text{мкф}$	$L_v, \text{мГн}$	$Q_c, \%$	$Q_L, \%$	$Q_{1\phi}, \%$
3	44,0	14,5	77	53,7	31,0	26,8
5	36,0	9,65	42	32,7	17,0	16,4
7	32,0	7,3	28,3	24,3	12,4	12,2
9	21,0	4,3	29,3	14,0	7,15	7,0
11	11,0	2,22	37,6	6,65	3,0	3,33
13	6,0	1,03	59,0	3,3	1,66	1,65
15	3,1	0,49	92,0	1,6	0,8	0,8
17	2,5	0,37	95,5	1,2	0,61	0,6
19	2,0	0,28	100	0,92	0,46	0,46

1-й гармоники генерируют реактивную мощность. Установленная мощность конденсаторов в фильтре v -й гармоники определяется реактивной мощностью, которую фильтр генерирует на основной частоте, и мощностью батареи на v -й гармонике:

$$Q_c = 3 \frac{U_1^2}{x_{1c} - x_{1L}} + 3I_v^2 x_{vC}, \quad (1)$$

где U_1 — действующее значение первой гармонической фазного напряжения в месте присоединения фильтра; I_v — действующее

значение фазного тока v -й гармоники; $x_{1c} = \frac{1}{\omega C_v}$ — сопротивление конденсаторной батареи на частоте 1-й гармоники; $x_{1L} =$

$= \omega L_v$ — сопротивление реактора на частоте 1-й гармоники; $x_{vC} =$

$= \frac{1}{\omega C_v}$ — сопротивление конденсаторной батареи на частоте v -й гармоники.

Мощность Q_c имеет минимальное значение при параметрах элементов фильтра, полученных в результате решения уравнения

$$\frac{\partial Q_c}{\partial x_{1c}} = 0. \quad (2)$$

Выражения для сопротивления и емкости конденсаторной батареи на фазу из этого уравнения могут быть получены в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} x_{1c} &= \frac{U_1}{I_v} \sqrt{k_v}; \\ C_v &= \frac{I_v}{U_1} \frac{1}{\omega \sqrt{k_v}}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

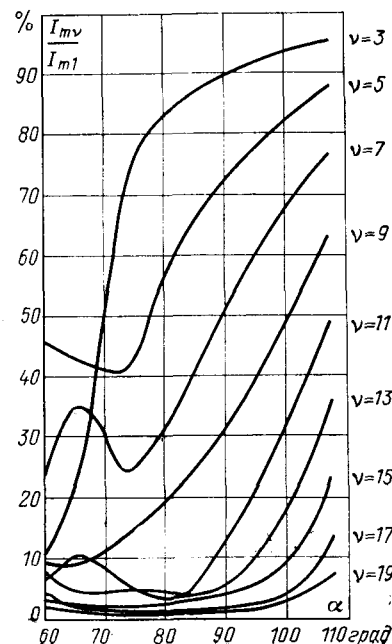


Рис. 3.

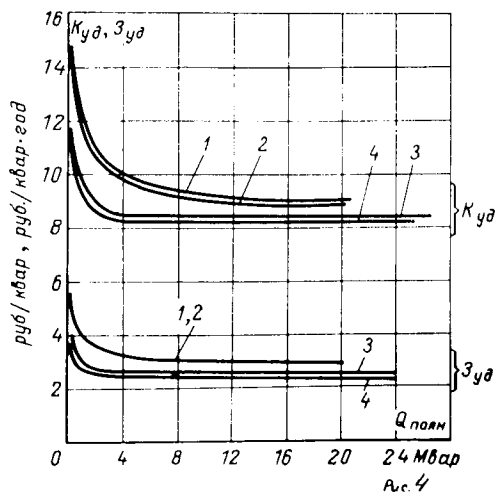


Рис. 4.

где $k = \frac{v^2}{v^2 - 1}$ — коэффициент, учитывающий увеличение напряжения за счет v -й гармоники.

Из условия резонанса на частоте v -й гармоники ($x_{vC} = x_{vL}$) можно получить выражения для расчета сопротивления и индуктивности реактора:

$$x_{1L} = \frac{x_{1C}}{v^2}; L_v = \frac{U_1}{I_v \omega_v} \sqrt{\frac{k}{v}}. \quad (4)$$

Из (1) и (3) можно определить значение минимальной мощности конденсаторной батареи фильтра:

$$Q_C = 6U_1 I_v \sqrt{\frac{k}{v}}. \quad (5)$$

Установленная мощность реакторов при этом, очевидно, может быть определена следующим образом:

$$Q_L = 3I_1^2 x_{1L} + 3I_v^2 x_{vL}, \quad (6)$$

где I_1 — ток 1-й гармоники, протекающей в цепи фильтра.

Мощность, генерируемая резонансной цепочкой на частоте 1-й гармоники,

$$Q_{1\Phi} = 3U_1 I_v \sqrt{\frac{k}{v}}. \quad (7)$$

Результаты расчетов приведены в таблице. Значения токов высших гармонических и мощностей отнесены соответственно к фазному току и мощности ИРМ в максимальном режиме:

$$I_v = \frac{I_v}{I_{\text{ИРМ}}} 100\%;$$

$$Q_C = \frac{Q_C}{Q_{\text{ИРМ}}} 100\%;$$

$$Q_L = \frac{Q_L}{Q_{\text{ИРМ}}} 100\%;$$

$$Q_{1\Phi} = \frac{Q_{1\Phi}}{Q_{\text{ИРМ}}} 100\%.$$

На гармоники порядков выше 19-го фильтры не были рассчитаны, так как токи этих гармоник малы (1% и менее). Анализ результатов таблицы показывает, что с увеличением порядка гармоники мощность фильтра, а также мощность, генерируемая фильтром на основной частоте, уменьшаются. Наиболее значительны они для 3, 5 и 7-й гармоник. Это приво-

дит к выводу о том, что нецелесообразно компенсировать все высшие гармонические токи с помощью фильтров. Очевидно, целесообразно компенсировать 3-ю и кратные ей гармоники с помощью схемных решений, соединив батарею рабочих конденсаторов ИРМ в треугольник.

Для выбора наиболее целесообразного варианта компенсации остальных гармоник были проведены расчеты технико-экономических показателей, а именно, удельных капитальных затрат и удельных приведенных затрат для рассматриваемого статического ИРМ с учетом применяемых средств компенсации высших гармонических. Рассчитывались варианты ИРМ при изменении его мощности от 100 квар до 20 Мвар. В расчетах принимались преysкуранные стоимости элементов устройства.

Были рассмотрены 4 варианта ИРМ:

1. ИРМ выполнен по схеме, приведенной на рис. 1.
2. Схема аналогична варианту 1, но дополнительно на шины включаются резонансные фильтры на 11 и 13-ю гармоники.
3. Батарея силовых конденсаторов, соединенных вместе с управляемыми вентилями в треугольник, включена непосредственно в сеть. Для компенсации 5, 7, 11, 13, 17 и 19-й гармоник устанавливаются резонансные фильтры.
4. Батарея конденсаторов выполнена в виде двух секций: в одной конденсаторы соединены в треугольник, в другой — в звезду. В такой схеме компенсируются частично 3-я и кратные трем, а также 5, 7, 17 и 19-я гармоники. Для компенсации оставшихся гармоник включаются резонансные фильтры.

Капитальные затраты и приведенные затраты рассчитывались по формулам:

$$K = \sum_{i=1}^n K_i; Z = \sum_{i=1}^n (p + ai) K_i + \sum_{i=1}^n Zi \Delta Z,$$

а удельные капитальные и приведенные затраты соответственно определялись как

$$K_{уд} = K/Q_{\text{ИРМ}}; Z_{уд} = Z/Q_{\text{ИРМ}}.$$

Результаты этих расчетов приведены на рис. 4 в виде графиков $K_{уд} = f(Q_{\text{ИРМ}})$ и $Z_{уд} = f(Q_{\text{ИРМ}})$.

Анализ этих графиков показывает, что более экономичными являются варианты 3 и 4, не предусматривающие применения трансформаторов. Однако и применение трансформаторов не намного ухудшает показатели ИРМ. Поэтому трансформаторы могут быть применимы для компенсации некоторых высших гармонических, тем более, если их применение в схеме может быть вызвано еще и необходимостью включения ИРМ в сеть повышенного напряжения. Установка дополнительных фильтров на 11 и 13-ю гармоники в схеме с использованием трансформаторов (вариант 2) не приводит к увеличению удельных капитальных и приведенных затрат (кривые 1 и 2 практически совпадают) благодаря тому, что резонансные цепочки фильтров генерируют реактивную мощность на частоте 1-й гармоники.

Выводы. 1. Статический регулируемый источник реактивной мощности с батареей конденсаторов в качестве основного рабочего органа требует при включении его в сеть компенсации высших гармонических токов как с помощью специальных схем включения элементов устройства, так и с помощью резонансных фильтров.

2. В качестве более экономичного средства для компенсации гармонических токов 5, 7-го и т. д. порядков могут быть рекомендованы резонансные фильтры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением. — «Электричество», № 12, 1969. Авт.: Л. А. Жуков, И. И. Карташев, Е. А. Панкратова и др.
2. Панкратова Е. А. Моделирование статического регулируемого источника реактивной мощности (ИРМ) на АВМ. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», № 4, 1971.
3. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. М., «Энергия», 1973.

[14.5.1975]



Нарушение устойчивости в узле нагрузки с неидентичными параметрами двигателей

Инж. КАЛЕНТИОНОВ Е. В., канд. техн. наук ФАЙБИСОВИЧ В. А.

Минск

Быстрый рост мощности потребителей при замедленных темпах сетевого строительства может привести к тому, что в послеаварийных режимах возникнет опасность нарушения статической устойчивости нагрузки. При одинаковых характеристиках и коэффициентах загрузки двигателей после нарушения устойчивости, как правило, происходит «опрокидывание» всех двигателей, известное под названием «лавины напряжения». Более разнообразная картина развития процесса нарушения устойчивости имеет место, когда исходные режимы, параметры, либо характеристики потребителей отличаются между собой.

Рассмотрим процесс развития нарушения статической устойчивости нагрузки в узле, состоящем из n асинхронных двигателей, подключенных к энергосистеме E через внешнее сопротивление $x_{вн}$. Двигатели имеют различные параметры и коэффициенты загрузки. Примем следующие допущения:

активная мощность асинхронного двигателя до момента опрокидывания постоянна и не зависит от изменения напряжения;

активная мощность, потребляемая остановившимся асинхронным двигателем, пренебрежимо мала по сравнению с реактивной;

не учитывается изменение сопротивления ветви намагничивания x_{μ} двигателя в зависимости от напряжения;

отключение опрокинутых асинхронных двигателей устройствами защиты либо персоналом происходит уже после окончания развития процесса нарушения устойчивости;

активными сопротивлениями схемы замещения питающей сети можно пренебречь.

Воспользуемся практическим критерием устойчивости [Л. 1]:

$$\frac{d\Delta Q}{dU} < 0,$$

где $\Delta Q = Q_r - Q_n$; Q_r — генерируемая реактивная мощность; Q_n — реактивная мощность нагрузки.

Составим выражение для зависимости реактивной мощности группы асинхронных двигателей от напряжения, справедливое во всем диапазоне изменения напряжения (с учетом опрокидывания двигателей). Используя схему замещения асинхронного двигателя с вынесенной на зажимы ветвью намагничивания, путем преобразования выражений [Л. 1], описывающих поведение двигателя, для суммарной реактивной мощности двигателя получаем:

$$Q = \frac{2P_2 x_s}{U^2 \pm \sqrt{U^4 - (2x_s P)^2}} + \frac{U^2}{x_{\mu}}. \quad (1)$$

Графическое построение зависимости (1) показало, что часть кривой, соответствующая знаку минус в знаменателе первого слагаемого выражения (1), физического смысла не имеет. Поэтому в дальнейшем используется выражение (1) со знаком плюс в знаменателе первого члена.

Предположим, что при некотором напряжении U на зажимах группы, состоящей из n асинхронных двигателей, m двигателей потеряли устойчивость и остановились. Так как при принятых допущениях мощность рассеяния остановившегося двигателя

$$Q_{ост} = U^2/x_s, \quad (2)$$

а мощность намагничивания не зависит от состояния двигателя, то суммарная реактивная мощность группы двигателей

$$Q_n = \sum_{i=1}^n \frac{U^2}{x_{\mu i}} + \sum_{i=m+1}^n \frac{2P_{2i} x_{si}}{U^2 + \sqrt{U^4 - (2x_{si} P_i)^2}} + \sum_{i=1}^m \frac{U^2}{x_{si}}. \quad (3)$$

В качестве примера рассмотрим узел нагрузки, состоящий из восьми групп однотипных асинхронных двигателей с коэффициентами загрузки K_z , распределенными по усеченному нормальному закону распределения:

Группы двигателей	1	2	3	4	5	6	7	8
K_z	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
Количество двигателей в группе	1	5	12	21	24	21	12	5

На рис. 1 представлена зависимость (3), построенная для бесконечно мощной питающей сети $x_{вн}=0$. Эквивалентные параметры групп двигателей в общей системе базисных единиц представлены в таблице.

При $x_{вн}=0$ взаимное влияние двигателей отсутствует и критическое напряжение отдельного двигателя

$$U_{кр} = \sqrt{2U x_s}. \quad (4)$$

В общем случае при построении зависимости (3) следует учитывать как параметры асинхронных двигателей, так и характеристики питающей сети, поскольку значения $U_{кр}$ отдельных двигателей определяются совокупностью параметров и характеристик исследуемой системы. Расчеты показали, однако, что для реальных характеристик внешней сети изменение «критического напряжения» для отдельных двигателей не превышает нескольких процентов величины, определяемой выражением (4). Это позволяет в первом приближении использовать характеристику $Q_n=f(U)$, построенную при $x_{вн}=0$, для исследования развития нарушения устойчивости при $x_{вн} \neq 0$.

Зависимость генерируемой реактивной мощности от напряжения $Q_r=f(U)$ в рассматриваемом случае строится путем выполнения серии расчетов потокораспределения при заданном способе утяжеления исходного режима. По мере утяжеления режима и снижения напряжения на шинах часть двигателей останавливается и перестает потреблять активную мощность. Это обстоятельство и активные нагрузки узла должны учитываться при построении характеристики $Q_r=f(U)$.

Пусть утяжеление режима происходит путем снижения значения э. д. с. E . В случае бесконечно мощной питающей сети ($x_{вн}=0$) характеристика $Q_r=f(U)$ (см. рис. 1) проходит параллельно оси ординат. При постепенном уменьшении значения E характеристика смещается параллельно самой себе. После опрокидывания первой группы двигателей возникает установившийся режим, так как в точке пересечения кривых $Q_r=f(U)$ и $Q_n=f(U)$ выполняется условие устойчивости режима [Л. 1]. Дальнейшее снижение э. д. с. E может вызвать опрокидывание следующей группы двигателей, но возникновение лавинообразного процесса исключено, так как остановка очередного двигателя не приводит к уменьшению напряжения на шинах U , являющегося в данном случае независимой переменной.

По-иному протекает процесс при $x_{вн} \neq 0$. В этом случае останов первой группы двигателей рассматриваемой группы приводит к снижению напряжения на общих шинах. Если это снижение достаточно для опрокидывания следующей группы

Группа двигателей	Эквивалентные параметры групп двигателей				
	x_s	R_s	P	x_{μ}	$U_{кр}$
1	16,3	0,52	0,01125	246,5	0,605
2	3,26	0,104	0,05	65,2	0,571
3	1,36	0,044	0,105	27,2	0,524
4	0,775	0,0248	0,1575	15,5	0,493
5	0,68	0,0216	0,15	13,6	0,451
6	0,775	0,0248	0,105	15,5	0,403
7	1,36	0,044	0,045	27,2	0,349
8	3,26	0,104	0,0125	65,2	0,286

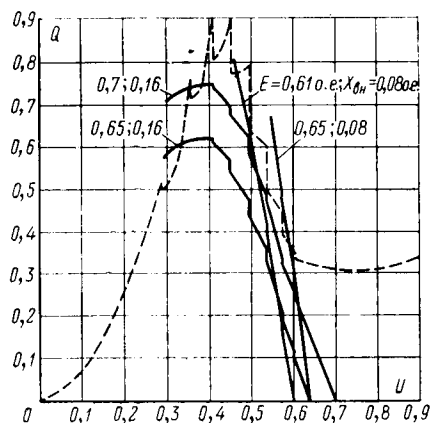


Рис. 1. Зависимости $Q_n=f(U)$ (---) и $Q_r=f(U)$ (—) для узла нагрузки из восьми групп асинхронных двигателей.

двигателей, то происходит останов второй группы двигателей, вызывающий дальнейшее снижение напряжения, и т. д. Но возможность такого развития процесса зависит как от характеристик питающей сети (значения э. д. с. E и сопротивления $x_{вн}$), так и от параметров и загрузки асинхронных двигателей, влияющих на распределение спектра критических напряжений рассматриваемых групп асинхронных двигателей. Возможны ситуации, когда развитие процесса нарушения устойчивости ограничивается опрокидыванием нескольких групп двигателей («частичная лавина напряжения»). Такая ситуация иллюстрируется рис. 1, где точка пересечения кривых $Q_n=f(U)$ и $Q_r=f(U)$ характеризует установившийся режим, в котором шесть из восьми групп двигателей опрокинуты. Увеличение сопротивления $x_{вн}$ либо уменьшение э. д. с. E приводит к увеличению числа опрокинувшихся двигателей.

Существенное влияние на процесс развития нарушения устойчивости оказывает явление саморазгрузки узла, имеющее место вследствие отпадания контакторов и пускателей при снижении напряжения [Л. 3]. Учет этого явления важен по двум причинам.

Значения критических напряжений и напряжений, при которых происходит самоотключение двигателей, близки.

На многих промышленных предприятиях самоотключению подвержена значительная часть двигателей (по суммарной мощности 50% и более).

На рис. 2 представлена зависимость $Q_n=f(U)$ с учетом самоотключения 50% двигательной нагрузки при снижении напряжения:

Напряжение самоотключения	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
Количество самоотключенных двигателей . .	2	6	11	12	11	6	2

Самоотключение двигателей из различных групп при снижении напряжения распределено согласно нормальному закону.

Сопоставление процессов развития нарушения устойчивости при одинаковых параметрах электрической сети ($E=0,7$, $x_{вн}=0,16$) без учета саморазгрузки узла (рис. 1, зависимости 3 и 5) и с ее учетом (рис. 2) показывает, что с учетом самоотключения части нагрузки условия для развития «лавины напряжения» в узле с разнородной мелкодвигательной нагрузкой становятся еще менее благоприятными. По-видимому, указанными причинами объясняется тот факт, что при экспериментальном изучении статических характеристик нагрузки в узлах с разнородными потребителями, как правило, не удается наблюдать «лавины напряжения» [Л. 3].

Приведенные рассуждения показывают, что при анализе устойчивости узлов нагрузки с неоднородными характеристиками асинхронных двигателей необходимо различать нарушение статической устойчивости, которое классифицируется при опрокидывании хотя бы одного двигателя, «частичную лавину напряжения», когда вслед за опрокидыванием первого теряет устойчивость еще ряд двигателей, и, наконец, «лаvinу напряжения» в классическом смысле, когда опрокидываются все двигатели узла. Каждый из этих случаев имеет различные по-

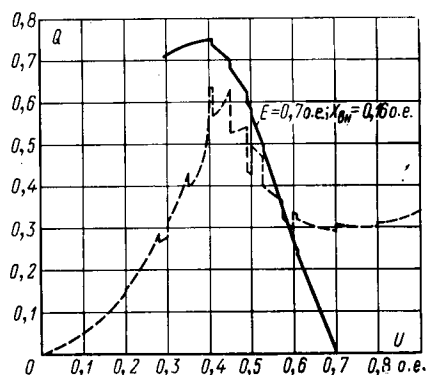


Рис. 2. Зависимости $Q_n=f(U)$ (---) и $Q_r=f(U)$ (—) для узла нагрузки из восьми групп асинхронных двигателей с учетом самоотключения двигателей.

следствия для потребителей и должен различаться при выборе противоаварийных мероприятий и воздействий. Одинаковая классификация любого случая нарушения статической устойчивости нагрузки как «лавины напряжения» ведет к завышению требуемого объема противоаварийных мероприятий.

Для применения данной методики исследования процесса развития нарушения устойчивости необходимо располагать данными о характеристиках питающей сети, параметрах асинхронных двигателей и их самоотключении. Характеристики питающей сети (э. д. с. E и внешнее сопротивление $x_{вн}$) могут быть получены из исходной схемы применением обычных приемов эквивалентирования [Л. 1]. Если параметры и нагрузка асинхронных двигателей известны, то можно построить зависимости $Q_n=f(U)$ и $Q_r=f(U)$ и определить точки устойчивого и неустойчивого равновесия. В наиболее часто встречающемся случае, когда полные данные об асинхронных двигателях отсутствуют, целесообразно ориентироваться на параметры типового двигателя, принимая, что коэффициенты загрузки распределены по усеченному нормальному закону со средним коэффициентом загрузки $K_{ср.з.}=0,75$ [Л. 2]. Следует отметить тот факт, что синхронные двигатели могут существенно повлиять на развитие лавины напряжения, а также то, что данная методика справедлива, когда можно пренебречь влиянием переходных процессов, характеризуя поведение двигателей статическими характеристиками $Q_n=f(U)$ и $P_n=f(U)$. Для выполнения предлагаемых расчетов можно рекомендовать применение столов переменного тока.

Рассмотрение с помощью данной методики послеаварийных режимов ряд узлов Белорусской энергосистемы показало, что во многих случаях после нарушения статической устойчивости имеет место опрокидывание лишь небольшой части двигателей («частичная лавина напряжения»). Лишь в отдельных, наиболее тяжелых, случаях происходит опрокидывание основной массы либо всех двигателей.

Выводы. 1. Возникновение «лавины напряжения», под которой понимается опрокидывание всех асинхронных двигателей в результате нарушения статической устойчивости узла нагрузки, наиболее вероятно, если узел состоит из одинаковых и равномерно нагруженных двигателей.

2. Учет неодинаковости параметров либо загрузки асинхронных двигателей, а также явления саморазгрузки узла вследствие отпадания контакторов и пускателей приводит к тому, что после нарушения статической устойчивости чаще всего происходит опрокидывание части двигателей — «частичная лавина напряжения».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электрохимические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970. 472 с.
2. Гуревич Ю. Е. Устойчивость узла нагрузки, содержащего двигатели с неоднородными характеристиками. — Труды ВНИИЭ, 1967, вып. 29, с. 117—151.
3. Горбунова Л. М., Гуревич Ю. Е. Экспериментальное определение характеристик нагрузки энергосистемы. — Труды ВНИИЭ, 1967, вып. 29, с. 152—174.

[24.6.1975]

Добавочные потери в обмотке статора турбогенератора от продольного магнитного поля в пазах

Доктор техн. наук ДАНИЛЕВИЧ Я. Б., инж. КОЛЧАНОВ В. Г.

Ленинград

В пазах электрической машины кроме поперечного магнитного поля рассеяния, обусловленного токами в проводниках, существует также продольное магнитное поле, обусловленное проникновением главного потока через пазовое раскрытие и насыщением магнитопровода зубцов. Обычно при расчете турбогенераторов учитываются добавочные потери в обмотке статора только от поперечного магнитного поля рассеяния [Л. 1 и 2].

В последнее время при проектировании турбогенераторов мощностью 1 млн. кВт и выше наметились определенные тенденции: к повышению магнитной индукции в воздушном зазоре и в зубцах сердечника статора, а в перспективе — к изменению конфигурации зубцовой зоны. В результате ожидается дальнейшее повышение магнитной индукции в пазах в месте расположения стержней, в связи с чем возникает необходимость уточненной оценки добавочных потерь в обмотках статора от продольного поля.

При оценке влияния насыщения магнитопровода зубцов на интенсивность продольного поля в пазу обычно пользуются допущением, что напряженность магнитного поля в каждом поперечном сечении паза и зубца одинакова [Л. 3]. В этом случае расчет продольного магнитного поля в пазу сводится к определению индукции в пазу:

$$B_{\text{п}} = \mu_0 H_z(t, x) \quad (1)$$

из уравнения

$$B_{\text{п}}(t) b_{\text{п}} = B_z(t, x) b_z(x) + \mu_0 H_z(t, x) b_{\text{п}}, \quad (2)$$

где $B_{\text{п}}$, B_z и H_z — мгновенные значения индукций соответствен-

но в пазу, в воздушном зазоре и зубце, тл; $b_{\text{п}}$, b_z — ширина паза и зубца, м; $\mu_0 = 1,25 \cdot 10^{-6}$ гн/м — магнитная проницаемость воздуха; H_z — напряженность магнитного поля в зубце, а/м; b_z — зубцовое деление статора по расточке, м.

Расчет продольного магнитного поля в пазу при разных значениях индукции в зазоре был выполнен для конкретной конфигурации зубцовой зоны статора турбогенератора мощностью 1 млн. кВт, сердечник которого изготовлен из электротехнической стали Э 330 с поперечным направлением прокатки в области зубцов. Для любого поперечного сечения справедлива приведенная на рис. 1 зависимость интенсивности продольного магнитного поля в пазу от насыщения зубца, которая с учетом (1) представляет собой в определенном масштабе кривую намагничивания электротехнической стали. Как видно из рис. 1, при значениях B_z , меньших 1,2 тл, пазовая индукция не превышает $1 \cdot 10^{-3}$ тл, а затем начинает резко возрастать и при значениях индукции в зубце 2,2—2,3 тл достигает 0,2—0,4 тл. В современных турбогенераторах индукция в зубцах на уровне ближайших к расточке проводников верхнего стержня при рабочем потоке достигает 1,9—2 тл. Согласно ГОСТ допускается длительная работа при напряжении, превышающем номинальное на 10%. При этом индукция в пазу от продольного поля достигает 0,05—0,15 тл. Это намного меньше амплитудного значения индукции поперечного магнитного поля рассеяния, составляющей в крупных генера-

торах 0,7—1 тл. Тем не менее добавочные потери в отдельных элементарных проводниках от продольного поля могут превышать потери от поперечного поля, кроме того, на них оказывают сильное воздействие поля высших гармонических.

При синусоидальном изменении основного потока электрической машины изменение индукции по высоте паза во времени имеет довольно сложный характер, что объясняется нелинейной зависимостью (1). Для каждого сечения по высоте паза выражение для индукции продольного поля может быть представлено в виде гармонического ряда:

$$B_{\text{п}}(t) = B_{\text{п1}} \cos \omega t + B_{\text{п3}} \cos 3\omega t + \dots + B_{\text{пv}} \cos v\omega t. \quad (3)$$

Здесь v — порядок высшей гармонической; ω — круговая частота основной гармонической.

Разложение в гармонический ряд кривых изменения пазовой индукции во времени, результаты которого приводятся на рис. 2, выполнено на ЦВМ «Минск-22» с использованием стандартной программы. Значения высших гармонических даны в процентах максимальной величины индукции продольного поля в пазу.

Как видно из рис. 2, содержание высших гармонических в пазовой индукции начинает заметно возрастать при $B_{zm} > 1$ тл и при значениях $B_{zm} = 1,5$ —2,3 тл третья гармоническая составляет 30—35%, а пятая — 8—16% максимального значения индукции в пазу. Увеличение содержания высших гармонических в диапазоне 1,2—1,6 и 2—2,3 тл объясняется наличием двух соответствующих «колен» в кривой намагничивания электротехнической стали.

Существующая транспозиция элементарных проводников в пазовой части практически исключает потери от циркуляционных токов при наличии продольного магнитного поля в пазах. Потери в объемном элементе сплошного прямоугольного проводника от вихревых токов согласно [Л. 3] могут быть определены из выражения:

$$P' = \frac{4}{3\rho} k_{\text{ф}}^2 b^2 \sum_v k_{\text{св}}^2 f_v^2 B_{\text{п}}^2, \quad (4)$$

где ρ — удельное сопротивление, ом/м; $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы; $k_{\text{св}}$ — коэффициент реакции вихревых токов; b — ширина проводника обмотки, м; f_v — частота v -й гармонической.

Коэффициент $k_{\text{св}}$, приближенно учитывающий уменьшение продольного поля в пазу под влиянием вихревых токов в элементарных проводниках, равен:

$$k_{\text{св}} = \frac{6 \operatorname{sh} \xi_v - \sin \xi_v}{\xi_v^3 \operatorname{ch} \xi_v + \cos \xi_v}, \quad (5)$$

где приведенная ширина проводника ξ_v определяется из выражения

$$\xi_v = b \sqrt{\pi \mu_0 \frac{f_v}{\rho}}. \quad (6)$$

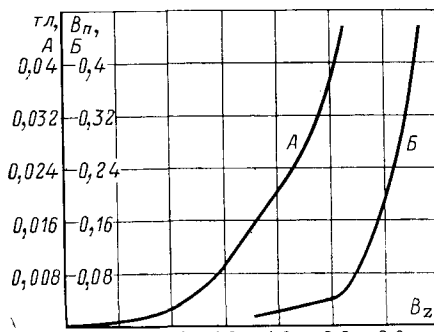


Рис. 1. Зависимость интенсивности продольного поля в пазу от индукции в зубце.

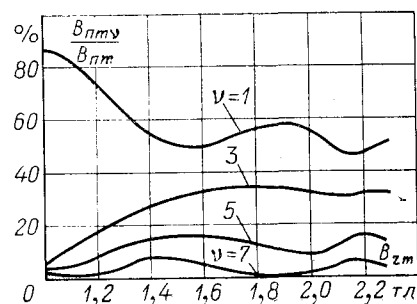


Рис. 2. Зависимость величины временных гармонических продольного магнитного поля в пазу от индукции в зубце ($B_{\text{пм}}$, B_{zm} — амплитудные значения индукции соответственно в пазу и в зубце).

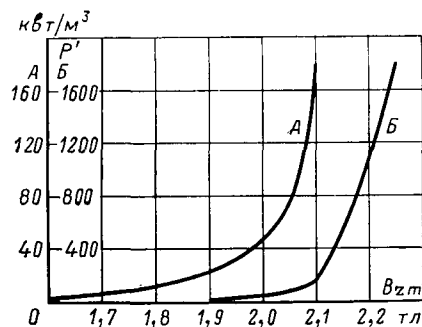


Рис. 3. Зависимость добавочных потерь в проводниках обмотки статора от индукции в зубце.

Результаты расчета коэффициента реакции вихревых токов для рассматриваемого конкретного случая ($\rho=0,02 \times 10^{-8}$ ом/м, $b=0,0112$ м) приведены ниже:

ν	k_{sv}	$k_{sv}f^2_\nu$
1	0,975	2440
3	0,694	25 650
5	0,370	23 100
7	0,270	33 000
9	0,200	40 500

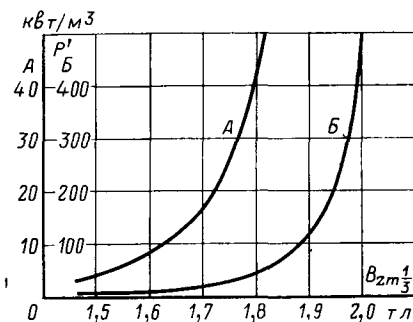
Произведение $k_{sv}f^2_\nu$, входящее в выражение (4), — характеризует степень участия гармонической порядка ν в создании добавочных потерь. Как видно из приведенных данных, величина $k_{sv}f^2_\nu$ для высших гармонических на порядок выше, чем для первой гармонической.

С учетом зависимостей, представленных на рис. 2, можно сделать вывод о том, что добавочные потери в обмотке от продольного поля в пазу создаются в основном высшими гармоническими индукции, причем около 60% потерь приходится на долю третьей гармонической.

Удельные потери резко возрастают при значении $B_{zm} > 2$ тл. Как видно из рис. 3, при $B_{zm}=2$ тл удельные потери в меди от продольного поля составляют около 55 кВт/м³, что соответствует уровню потерь в стали зубца, а уже при $B_{zm}=2,2$ тл превышают 1000 кВт/м³, т. е. достигают уровня основных потерь в меди обмотки при плотности тока $j \approx 7 \cdot 10^6$ а/м².

Так же, как и добавочные потери от поперечного поля, потери от продольного поля распределены по высоте паза крайне неравномерно. Наибольшие потери — в зоне ближайших к коронке зуба проводников верхнего стержня. Вследствие транспозиции в пазовой части обмотки элементарные проводники верхнего стержня попеременно занимают положение, ближе к коронке зуба, поэтому добавочные потери от продольного поля распределяются между ними равномерно. Нагрев стержня обмотки статора турбогенератора с водяным

Рис. 4. Зависимость суммарных добавочных потерь от продольного поля в верхнем стержне от величины индукции на $1/3$ высоты зубца.



охлаждением зависит, главным образом, от суммарных тепловыделений по длине. Поэтому при оценке влияния добавочных потерь в обмотке статора от продольного поля на нагрев должно учитываться их суммарное значение в стержне.

Как видно из рис. 4, до величины индукции 1,9 тл суммарные потери в верхнем стержне невелики (менее 10% основных), а затем начинают возрастать.

Следует учитывать, что в некоторых аномальных режимах, например, при прекращении или частичном нарушении циркуляции дистиллята допустимая норма по уровню нагрузки и длительности режима должна устанавливаться с учетом повышенных местных тепловыделений, обусловленных действием продольного поля в пазу.

Выполненная оценка добавочных потерь в обмотке статора турбогенератора от продольного поля в пазу применима к современным турбогенераторам с обычной конфигурацией зубцовой зоны. В этом случае поле в пазу, обусловленное раскрытием, может практически не приниматься во внимание, так как индукция в зоне расположения стержней определяется в основном ответвлением части основного потока в паз вследствие насыщения зубцов.

Вывод. При перспективных расчетах турбогенераторов большой мощности должны учитываться добавочные потери в обмотке статора от продольного магнитного поля в пазу, основная часть которых вызвана действием высших гармонических индукции.

Основным критерием оценки добавочных потерь от продольного поля является их суммарное значение в верхнем стержне.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г. Добавочные потери в электрических машинах. М., Госэнергоиздат, 1963.
2. Титов В. В., Хуторецкий Г. М. и др. Турбогенераторы. Расчет и конструкция. М., «Энергия», 1967.
3. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. М., «Энергия», 1968.

[24.1.1975]



Анализ несимметричного режима синхронной машины в системе координат $d, q, 0$

Канд. техн. наук СЕНДЮРОВ В. М.

Ленинград

Сформулированные автором условия несимметрии нагрузки в системе координат $d, q, 0$ [Л. 1] нуждаются в расчетном подтверждении применительно к синхронной машине, так как случай несимметричного включения статической нагрузки на сеть бесконечной мощности является тривиальным. В то же время утверждение о возможности использования полученных выражений совместно с уравнениями вращающихся машин может вызвать некоторую настороженность в силу следующих причин:

1. Уравнения Горева—Парка учитывают лишь первые два члена разложения коэффициентов само- и взаимной индукции в ряд Фурье. Поэтому характер изменения кривых токов и напряжений при несимметричном режиме может оказаться существенно отличным от действительной картины эксперимента.

2. Исходные уравнения напряжений для статической нагрузки, записанные в фазных координатах и используемые при формулировании условий несимметрии, взаимно независимы, т. е. фазные сопротивления не замкнуты ни в звезду ни в треугольник.

Анализ несимметричного режима синхронного генератора (СГ) нередко имеет самостоятельное значение в исследовательской практике, поэтому целесообразно получить общие уравнения машины в системе координат $d, q, 0$, из которых условия одно-, двух- и трехфазного коротких замыканий вытекают бы как частные случаи. В то же время с целью некоторого сокращения преобразований будем считать, что успокоительная клетка на роторе отсутствует. Такое допущение принципиально не влияет на характер преобразований, в то же время общезвестно, что при отсутствии демпферных контуров форма кривых токов наиболее существенно отличается от наблюдаемой при симметричных замыканиях.

Подставляя в уравнения синхронной машины выражения проекций вектора напряжений через параметры внешней цепи на основании зависимостей [Л. 1], и учитывая, кроме того, что потокосцепление статорной цепи является сложной функцией времени, после преобразований получим:

Кроме того $\Delta r = r_A - r$; $\Delta L = L_A - L$; $r_\Sigma = r_A + r$; $r_{0\Sigma} = r_0 + r$; $L_{d\Sigma} = L_d + L$; $L_{q\Sigma} = L_q + L$; $L_{0\Sigma} = L_0 + L$, где r_A —

активное сопротивление фазы статора; r_0 — активное сопротивление статорной цепи для нулевой составляющей тока; L , r — коэффициент самоиндукции и активное сопротивление фаз B и C нагрузки; L_A , r_A — то же для фазы A .

Выражения (1) представляют собой уравнения несимметричного режима синхронной машины при равенстве фазных сопротивлений нагрузки фаз B и C и наличии нулевого провода. Очевидно, что в случае симметрии внешней цепи $r_A = r$, $L_A = L$, $\Delta L = \Delta r = 0$ и уравнения примут обычный вид.

Исследования переходного процесса в СГ производилось на вычислительной машине «Проминь-2». Вследствие ограниченного объема памяти были выполнены расчеты глухого двухфазного и трехфазного коротких замыканий для СГ с изолированной нейтралью при независимом возбуждении. В этом случае нулевые составляющие тока и потокосцепления отсутствуют, и расчетная система уравнений существенно упрощается за счет вычеркивания третьих строки и столбца в выражениях (1).

В расчете приняты следующие значения параметров СГ и нагрузки (в отн. ед.): $L_d = 1,85$; $L_q = 0,65$; $L_\Sigma = 0,18$; $L_A = 0,6$; $r_A = 3,0$; $L_{d\Sigma} = 1,8$; $T_{d0} = 0,5$ сек.

На рис. 1 приведены результаты расчета процесса глухого двухфазного короткого замыкания СГ, работавшего до включения поврежденной нагрузки ($L = r = 0$, $\Delta r = 3$; $\Delta L = 0,6$) при холостом ходе. Как видно из графиков, форма кривой тока короткого замыкания полностью соответствует картине, получаемой в эксперименте на осциллограмме. Ток короткозамкнутой фазы B содержит апериодическую составляющую, затухание которой происходит значительно медленнее, чем при глухом коротком замыкании генератора.

Особенностью несимметричного режима является то обстоятельство, что модуль изображающего вектора тока, а также его проекции на оси d, q зависят от начальной величины угла θ в момент короткого замыкания. В условиях симметричного

$$\begin{aligned}
 & \left\| \begin{array}{c} -\frac{1}{3} \Delta L \sin 2\theta \\ \left(L_{d\Sigma} + \frac{2}{3} \Delta L \cos^2 \theta \right) \\ \frac{1}{3} \Delta L \cos \theta \\ L_{ad} \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} \left(L_{q\Sigma} + \frac{2}{3} \Delta L \sin^2 \theta \right) \\ -\frac{1}{3} \Delta L \sin 2\theta \\ -\frac{1}{3} \Delta L \sin \theta \\ 0 \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} -\frac{1}{2} \Delta L \sin \theta \\ \frac{2}{3} \Delta L \cos \theta \\ \left(L_{0\Sigma} + \frac{1}{3} \Delta L \right) \\ 0 \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} 0 \\ L_{ad} \\ 0 \\ L_B \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_B \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_B \end{array} \right\|; \\
 & \frac{d}{dt} \left\| \begin{array}{c} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_B \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} -\left(r_\Sigma + \frac{2}{3} \Delta r \cos^2 \theta \right) \\ \frac{1}{3} \Delta r \sin 2\theta \\ -\frac{1}{3} \Delta r \cos \theta \\ 0 \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} \frac{1}{3} \Delta r \sin 2\theta \\ -\left(r_\Sigma + \frac{2}{3} \Delta r \sin^2 \theta \right) \\ \frac{1}{3} \Delta r \sin \theta \\ 0 \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} -\frac{2}{3} \Delta r \cos \theta \\ \frac{2}{3} \Delta r \sin \theta \\ -\left(r_{0\Sigma} + \frac{1}{3} \Delta r \right) \\ 0 \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ -r_B \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{c} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_B \end{array} \right\| + \left\| \begin{array}{c} \psi_q \omega \\ -\psi_d \omega \\ 0 \\ U_B \end{array} \right\|.
 \end{aligned} \quad (1)$$

Выражения (1) записаны в форме, предложенной в [Л. 2] в системе относительных единиц MF — равных взаимных индуктивностей и намагничивающих [Л. 3].

В уравнениях (1) $\psi_d, \psi_q, \psi_0, \psi_B, i_d, i_q, i_0, i_B, U_d, U_q, U_0, U_B$ — проекции векторов потокосцеплений, токов и напряжений статора на оси $d, q, 0$, обмотки возбуждения соответственно; $L_d, L_q, L_0, L_B, L_{ad}, L_{aq}$ — коэффициенты самоиндукции обмотки статора по осям $d, q, 0$, обмотки возбуждения, коэффициенты взаимной индукции обмоток статора и ротора по осям d, q .

Замыкания характер изменения модуля тока статора не меняется при варьировании начального значения независимой переменной. Влияние последней сказывается лишь в матрице обратного преобразования Парка—Горева при переходе к фазным токам. Всегда может быть найдено начальное значение θ_0 для матрицы обратного преобразования, при котором максимальное значение модуля равно ударному току какой-либо из фаз. При несимметричном коротком замыкании все переменные оказываются жестко связанными. Поэтому утверждение, что максимуму изображающего вектора тока будет со-

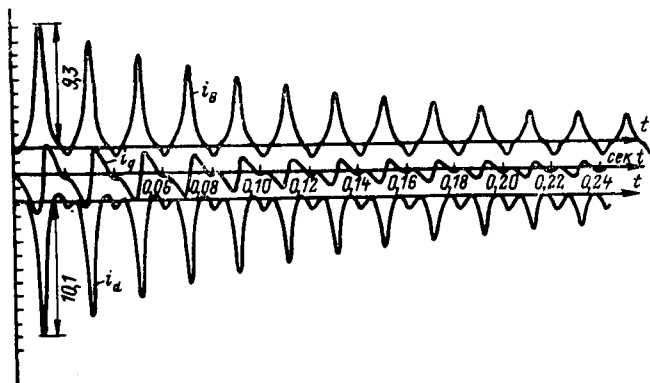


Рис. 1. Расчетные кривые тока статора синхронной машины при двухфазном коротком замыкании.

ответствовать такой же ток в какой-либо из фаз, является неверным.

Чтобы оценить хотя бы качественную сторону явления, были построены годографы изображающего вектора тока на плоскости фазных координат для первого периода короткого замыкания, представленные на рис. 2. При $\theta_0 = 0$ (кривая 1) годограф оказывается симметричным относительно оси фазы А, аperiodическая составляющая в фазах В и С отсутствует. При $\theta_0 = 90^\circ$ (кривая 2) наблюдается максимальная аperiodическая составляющая в фазе В. Из рис. 2 видно, что при разомкнутой фазе А ($i_B = i_C$) годограф вектора тока должен вырождаться в прямую, перпендикулярную оси АХ. Таким образом, ширина петли годографа зависит от степени загрузки неповрежденной фазы. Для сравнения на том же рисунке приведена кривая 3, соответствующая симметричному короткому замыканию.

Из изложенного следует, что наибольшее расхождение между максимальными величинами изображающего вектора и током фазы В или С возможно при разомкнутой фазе А. При этом

$$i_A = i_B = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}.$$

Из рис. 2 графически определяется также значение максимального напряжения на фазе А: $U_A = i_A z_A \approx i_A r_A = 5,1$ отн. ед.

В заключение следует отметить, что процесс затухания тока в поврежденных фазах протекает значительно медленнее, чем при трехфазном коротком замыкании и зависит от характера нагрузки неповрежденной фазы, что подтверждает результаты исследований [Л. 4].

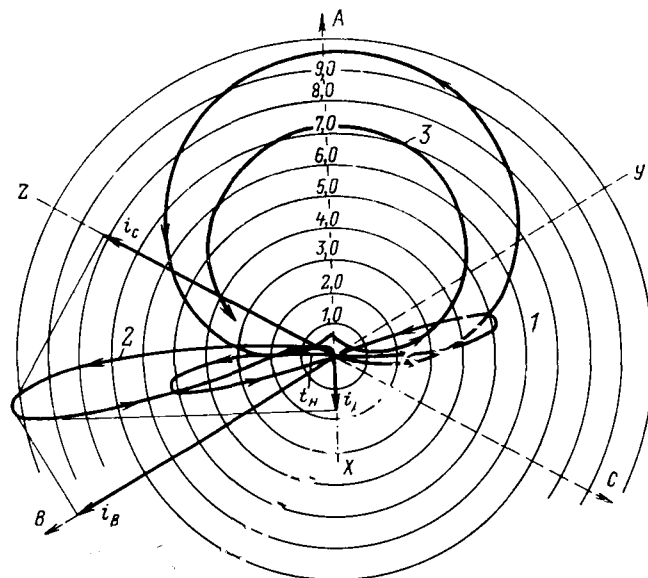


Рис. 2. Годографы изображающего вектора тока синхронной машины при 2- и 3-фазных коротких замыканиях.
 t_H — ветвь, соответствующая началу процесса.

Выводы. 1. Преобразование к системе координат $d, q, 0$ уравнений напряжений для статической нагрузки, записанных в фазной системе координат, одновременно приводит к замыканию трех однофазных нагрузок в звезду.

2. Использование уравнений Горева — Парка для исследования несимметричных режимов работы синхронной машины, работающей совместно со статической нагрузкой, дает результаты, сравнимые по точности с результатами, полученными при исследовании симметричных режимов.

Список литературы

1. Сендюров В. М. Условия несимметрии в системе осей $d, q, 0$ для смешанной статической нагрузки с отстающим коэффициентом мощности. — «Электричество», № 7, 1971.
2. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. М., Госэнергоиздат, 1960.
3. Алябьев М. И. Математическая теория электрических машин. Л., ВМАН им. А. Н. Крылова, 1960.
4. Нәмени Т. М. Влияние неповрежденной фазы на работу синхронного генератора при двухфазных коротких замыканиях на землю. — «Электричество», № 3, 1971.

[21.6.1974]



УДК 637.527.4

Анализ основных характеристик системы параллельных импульсных дуг в плотных газах

Канд. техн. наук РОМАНЕНКО И. Н.

Чувашский Государственный университет им. И. Н. Ульянова

Импульсный разряд может осуществляться через систему параллельно соединенных разрядных промежутков.

Вольт-амперные характеристики возникающей при этом системы параллельных дуг существенно отличаются от характеристик одиночной дуги. Определим это различие в зависимости от числа параллельных дуг и параметров разрядной цепи.

Все выводы сделаны при следующих допущениях:

1. Все n параллельных дуг развиваются идентично. Это выполнимо с разбросом токов каждой дуги в пределах 10% при соблюдении определенных соотношений параметров цепи.

2. Индуктивность разрядной цепи

$$L_{\Sigma} = L_H + L_1 + \frac{L}{n} = L_0 + \frac{L}{n},$$

где L_H — индуктивность источника, питающего систему дуг; L_1 — индуктивность системы параллельных дуг при обеспечении наибольшей однородности распределения плотности тока ($n \rightarrow \infty$); L — дополнительная индуктивность системы, формирующей дуги при существовании только одной дуги ($n = 1$).

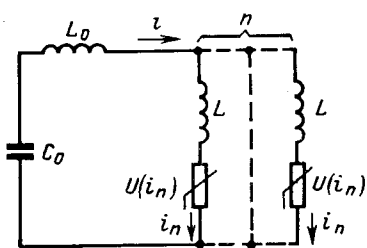


Рис. 1. Схема цепи при питании от конденсаторной батареи.

Как показывают измерения индуктивностей моделей различных систем формирования дуг, такое выражение в пределах погрешности измерений (5–7%), описывает характер изменения индуктивности разрядного устройства для различных n .

3. Разрядная цепь квазилинейна, т. е. наличие нелинейного сопротивления дуг в цепи не приводит к значительному искажению формы тока, и ток можно рассчитывать для эквивалентной линейной цепи.

4. Развитие каждой импульсной дуги может быть описано на основе гидродинамической теории [Л. 1].

Так как характеристики дуг зависят от тока, а следовательно, от вида источника энергии, ограничимся рассмотрением трех наиболее часто встречающихся на практике видов источников.

При питании от конденсаторной батареи (рис. 1) при $n=1$ ток в цепи равен:

$$i \approx \frac{U_0 C_0^{1/2}}{L_0^{1/2}(1+\alpha)^{1/2}} e^{-bt} \sin \omega t,$$

где

$$\alpha = \frac{L}{L_0}; \quad b \approx \frac{r+r_0}{2L_0(1+\alpha)}; \quad \omega \approx \frac{\sqrt{4L_0(1+\alpha) - C_0(r+r_0)^2}}{2L_0 C_0(1+\alpha)}.$$

Ток в каждой из n дуг:

$$i_n \approx \frac{U_0 C_0^{1/2}}{L_0^{1/2} n \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right)^{1/2}} e^{-b_n t} \sin \omega_n t, \quad (1)$$

где

$$b_n \approx \frac{r + \frac{r_0}{n}}{2L_0 \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right)};$$

$$\omega_n \approx \frac{\sqrt{4L_0 \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right) - C_0 \left(r + \frac{r_0}{n}\right)^2}}{2L_0 C_0 \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right)}.$$

Эквивалентное сопротивление дуги согласно [Л. 2]

$$r_0 \approx k_3 L_0^{-1/6} (1+\alpha)^{-1/6}.$$

Эквивалентное сопротивление одной из n дуг:

$$r_{3n} \approx k_3 L_0^{-1/6} \left(1 + \frac{\alpha}{n}\right)^{-1/6},$$

$$k_3 \approx \frac{2 \cdot 10^{-3} \rho^{1/3} d}{U_0^{2/3} C_0^{1/3}},$$

где ρ — плотность газа; d — длина дуги. Основные параметры одиночной дуги получены в [Л. 2] в следующем виде: сопротивление

$$r = k t^{-1/3} i^{-2/3} = K i^{-2/3}, \quad (2)$$

потребляемая дугой мощность

$$\dot{W} = K i^{4/3}, \quad (3)$$

энергия, потребляемая дугой за первый полупериод,

$$W = \beta I_{M1}^{4/3},$$

где I_{M1} — амплитуда первого полупериода тока; радиус дуги

$$a = K_1 i^{1/3}. \quad (4)$$

Здесь K , K_1 , β — постоянные, зависящие от вида и начального давления газа в разрядном промежутке.

Запишем отношение для различных параметров для промежутка с n дугами и с одной дугой: отношение сопротивлений

$$\frac{r_n}{r} = n^{-1/3} \left(\frac{1 + \alpha/n}{1 + \alpha} \right)^{1/3} F^{-1/2}, \quad (5)$$

отношение мощностей

$$\frac{\dot{W}_n}{\dot{W}} = n^{-1/3} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \alpha/n} \right)^{2/3} F; \quad (6)$$

отношение объемов плазмы разряда

$$\sum_{k=1}^n \frac{a^2 k}{a^2} = n^{1/3} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \alpha/n} \right)^{1/3} F^{1/2}, \quad (7)$$

где

$$F = \left(\frac{\sin \omega n t}{\sin \omega t} \right)^{4/3} \exp \left[\frac{4}{3} (b - b_n) t \right]; \quad (8)$$

отношение энергий, потребляемых за первый полупериод

$$\frac{W_n}{W} \approx n^{-1/3} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \alpha/n} \right)^{2/3} \exp \left\{ \frac{C_0^{1/2}}{L_0^{1/2}} \left[\frac{r + r_0}{(1 + \alpha)^{1/2}} - \frac{r + r_0/n}{(1 + \alpha/n)^{1/2}} \right] \right\}. \quad (9)$$

При анализе полученных выражений рассмотрим два случая: $r_0 \ll r$ и $r_0 \gg r$.

В первом случае вместо (8) и (9) имеем:

$$F = \left(\frac{\sin \omega n t}{\sin \omega t} \right)^{4/3} \exp \left[\frac{r \alpha (1 - n)}{2 L_0 (1 + \alpha) (n + \alpha)} \right];$$

$$\frac{W_n}{W} \approx n^{-1/3} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \alpha/n} \right)^{2/3} \exp \left\{ \frac{r C_0^{1/2}}{L_0^{1/2}} [(1 + \alpha)^{-1/2} - (1 + \alpha/n)^{-1/2}] \right\};$$

во втором случае

$$F_2 = \left(\frac{\sin \omega n t}{\sin \omega t} \right)^{4/3} \exp \left\{ \frac{2 k_3 t}{3 L_0^{7/6}} [(1 + \alpha)^{-7/6} - n^{-1} (1 + \alpha/n)^{-7/6}] \right\};$$

$$\frac{W_n}{W} \approx n^{-1/3} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \alpha/n} \right)^{2/3} \exp \left\{ \frac{k_3 C_0^{1/2}}{L_0^{2/3}} [(1 + \alpha)^{-2/3} - n^{-1} (1 + \alpha/n)^{-2/3}] \right\}.$$

Для первого случая, если $\alpha \rightarrow 0$, ток не зависит от изменения параметров разрядного промежутка (режим источника тока), $F_1 = 1$ и вместо уравнений (5)–(7) и (9) имеем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{r_n}{r} &= n^{-1/3}; \quad \frac{\dot{W}_n}{\dot{W}} = n^{-1/3}; \\ \sum_{k=1}^n \frac{a^2 k}{a^2} &= n^{1/3}; \quad \frac{W_n}{W} = n^{-1/3}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Следовательно, с увеличением n сопротивление промежутка и потребляемая им энергия снижаются, а объем плазмы разряда возрастает. Очевидно, что такой режим целесообразен для создания коммутирующей аппаратуры.

Если $L \gg L_0$, то

$$\frac{r_n}{r} = n^{-2/3}; \quad \frac{\dot{W}_n}{\dot{W}} = n^{1/3};$$

$$\sum_{k=1}^n \frac{a^2 k}{a^2} = n^{2/3}; \quad \frac{W_n}{W} = n^{1/3} \exp \left[\frac{r C_0^{1/2}}{L^{1/2}} (1 - n^{1/2}) \right].$$

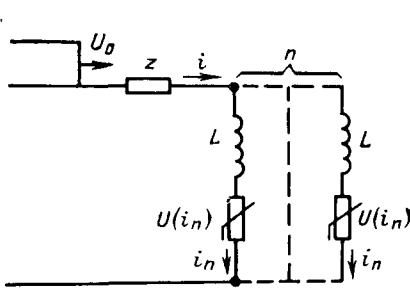


Рис. 2. Схема цепи с источником питания в виде длинной линии с волной напряжения U_0 .

Функция W_n/W в зависимости от параметров схемы имеет максимум при

$$n_m = \frac{0,8}{r^{1/2}} \left(\frac{L}{C_0} \right)^{1/4}.$$

Так, если $C_0 = 10$ мкф, $L = 0,1$ мкГн, $r = 10^{-2}$ ом (при этом r_0 имеет порядок 10^{-4} ом), то $n_m = 2,6$. Принимая $n_m = 3$, получим $W_n/W = 1,3$. Заметим, что $n_m = 2,6$ позволяет при трех формируемых дугах снизить требования к равномерности распределения токов в них.

Таким образом, рассмотренный режим целесообразно использовать в устройствах для нагрева газа, в импульсной светотехнике и т. д.

Условие $r_0 \gg r$ требует больших длин дуг и, следовательно, больших L , поэтому нет смысла рассматривать случай $\alpha \rightarrow 0$. При $L \gg L_0$ получаем:

$$F_2 = \left[\frac{\sin \left(\frac{n}{LC_0} - \frac{k_2^2 n^{1/3}}{4L^{7/3}} \right)^{1/2} t}{\sin \left(\frac{1}{LC_0} - \frac{k_2^2}{4L^{7/3}} \right)^{1/2} t} \right] \exp \left[\frac{2k_2 t}{3L^{7/6}} (1 - n^{1/6}) \right].$$

Очевидно, $F_2 > 1$ за счет положительного показателя экспоненты и большей частоты разряда, а исследуемые отношения можно записать в виде:

$$\frac{r_n}{r} = n^{-2/3} F^{-1/2}, \quad \frac{W_n}{W} = n^{1/3} F_2;$$

$$\sum_{k=1}^n \frac{a_k^2}{a^2} = n^{2/3} F_2^{1/2};$$

$$\frac{W_n}{W} = n^{1/3} \exp \left[\frac{k_2 C_0^{1/2}}{L^{2/3}} (1 - n^{-1/3}) \right].$$

Так как $F_2 > 1$, то этот режим наиболее целесообразен в плазматронах и импульсной светотехнике.

В случае питания дуг от индуктивного накопителя $L_0 \gg \gg L$ имеем режим источника тока. При этом все соотношения идентичны уравнениям (10).

В качестве третьего вида источника энергии рассмотрим длинную линию с волной напряжения U_0 (рис. 2). При пря-

моугольной волне напряжения ток в цепи

$$i \approx \frac{2U_0}{z} \left(1 - e^{-\frac{nz}{L} t} \right).$$

Используя выражения (2)–(4), запишем:

$$\frac{r_n}{r} = n^{-1/3} f^{-1/2}, \quad \frac{W_n}{W} = n^{-1/3} f;$$

$$\sum_{k=1}^n \frac{a_k^2}{a^2} = n^{1/3} f^{1/3},$$

где

$$f = \left(\frac{(1 - e^{-\frac{nz}{L} t})}{1 - e^{-\frac{z}{L} t}} \right)^{4/3} > 1;$$

z — волновое сопротивление.

Величина f может превышать 1 в несколько раз, поэтому возможны режимы с $W_n/W > 1$.

Выводы. 1. При малых величинах (по сравнению с источником) сопротивления и индуктивности параллельных дуг увеличение их числа уменьшает сопротивление промежутка и потребляемую энергию.

2. Если сопротивление и индуктивность дуг существенно влияют на общий ток, то с увеличением числа дуг сопротивление промежутка падает, а потребляемая энергия возрастает, причем время выделения энергии уменьшается.

3. С увеличением числа параллельных дуг увеличивается объем плазмы разряда при любых условиях.

4. Полученные зависимости позволяют провести количественную оценку эффективности использования параллельных дуг в каждом конкретном случае.

5. Разделение общего тока на n параллельных может существенно снизить эрозию электродов. Так, согласно [Л. 3], для вольфрамовых электродов уменьшение переносимого дугой заряда в 2 раза ($n=2$) снижает эрозию каждой дуги в 4 раза. Это особенно существенно при переходе через известный [Л. 4] скачок эрозии.

6. При общем токе, вызывающем «пинч» — эффект в одиночной дуге, существенно снижается теплоотдача дуги из-за уменьшения ее поверхности. Поэтому в установках для нагрева газа создание n дуг позволяет избежать «пинчевания» каждой из них и повысить эффективность нагрева окружающего газа.

Список литературы

1. Гончаренко Г. М., Романенко И. Н. Исследование канала импульсного разряда в гелии при давлениях до 100 атм и в атмосферном воздухе. — «ЖТФ», 1970, 40, с. 2538.
2. Романенко И. Н. Исследование канала импульсного разряда в гелии при давлениях до 100 атм и в атмосферном воздухе. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1967. 30 с. (МЭИ).
3. Gruber J. E., Suess R. Investigation of the Erosion phenomenon in high current, high pressure gas discharges. Institut für Plasmaphysik. — «IPP», 4/47, 1969, December.
4. Белкин Г. С., Киселев В. Я. Эрозия электродов при сильноточных импульсных разрядах. — «ЖТФ», 1967, 37, с. 385.

[16.12.1974]



Сравнительный анализ систем заряда аккумуляторных батарей асимметричным током

Инж. ЗЕМАН С. К., кандидаты техн. наук КОБЗЕВ А. В., ОБРУСНИК В. П.

Томск

Заряд аккумуляторов асимметричным током существенно улучшает их эксплуатационные характеристики [Л. 1—3]. В связи с этим разработке устройств, реализующих этот способ, уделяется большое внимание и накоплен значительный опыт их внедрения. Однако до сих пор нельзя считать решенным вопрос о высокоэффективных системах заряда. Здесь прежде всего необходим обоснованный сравнительный анализ известных и вновь разрабатываемых систем, который в значительной степени упрощается, если решены задачи классификации. В основу классификации предлагаются принципы качественного использования энергии разрядного импульса и его формирования. На рис. 1 представлена классификационная диаграмма, включающая наиболее распространенные варианты устройств реализующих заряд асимметричным током. Их принципиальные схемы показаны на рис. 2. В статье приведено сравнение устройств с однофазными регуляторами зарядного тока, так как на их базе в большинстве случаев строятся трехфазные, а в ряде рассматриваемых вариантов регуляторы в принципе не может быть трехфазным.

Критериями при сравнительном анализе выбраны установленная мощность оборудования, потери в аккумуляторной батарее, простота реализации, функциональные возможности и энергетические показатели системы заряда, что позволяет выделить три основные группы зарядных устройств (см. рис. 1). На технико-экономические показатели системы заряда влияет ряд факторов, один из которых, наиболее важный, определяется режимом работы зарядного выпрямителя. Особенности этого режима оказывают решающее влияние на величину установленной мощности оборудования. На рис. 3 приведены зависимости коэффициента формы тока источника K_f от величины отношения $\frac{E_n}{E_m}$ для устройств первой группы (рис. 2, а и б [Л. 2, 4—6]). Следует отметить сильную зависимость K_f от относительной величины противо-э. д. с. $\frac{E_n}{E_m}$.

Например, при $\frac{E_n}{E_m} = 0,85—0,9$, что соответствует режиму заряда многих типов аккумуляторов, K_f тока источника в устройстве по рис. 2, а (кривая I) равен 2,8—3, а в устройстве по рис. 2, б (кривая II) 1,8—1,9 [Л. 7, 8].

Это приводит к тому, что в схеме с однополупериодным выпрямителем (рис. 2, а) установленная мощность согласующего трансформатора в 6—7 раз превышает мощность нагрузки, а с двухполупериодным (рис. 2, б) — в 2—2,2 раза. Увеличение коэффициента формы зарядного тока приводит также к возрастанию потерь в аккумуляторной батарее и при прочих равных условиях к возрастанию температуры электролита и снижению срока службы аккумуляторов [Л. 9]. Особенно сильно этот отрицательный эффект проявляется в устройстве на рис. 2, а, в котором дополнительно отсутствует возможность регулирования частоты и длительности импульсов разрядного тока, а все это делает использование таких систем во всех случаях нецелесообразным. Двухключевые устройства по рис. 2, б лишены указанного недостатка, однако применение их, особенно в мощных системах, также ограничено завышенной установленной мощностью оборудования и значительными потерями электрической энергии разрядного импульса — до 10% потребляемой из сети.

Ко второй группе отнесены устройства с обменом энергией разрядного импульса между группами аккумуляторов (рис. 2, г) или группой и сетью (рис. 2, в) [Л. 10, 11]. Их общими недостатками являются:

принципиальная необходимость режима прерывистого тока в обмотках трансформатора и в цепи аккумуляторов, что приводит к повышению коэффициента формы тока источника, увеличению установленной мощности оборудования и потерь на активных сопротивлениях батарей с вытекающими отсюда отрицательными последствиями;

отсутствие возможности регулирования параметров импульса разрядного тока и использования устройств второй группы в комплексе с серийными зарядными регуляторами.

Дополнительно вариант устройства по рис. 2, в имеет завышенную установленную мощность согласующего трансформатора, обусловленную схемой преобразования, и повышенные потери энергии разрядного импульса, вызванные тем, что его максимальная амплитуда формируется в моменты перехода напряжения сети через нуль, когда рекуперация энергии практически отсутствует и она рассеивается на активных сопротивлениях цепи.

С применением устройства по рис. 2, г усложняется технологический процесс заряда, так как необходимо формирование двух одинаковых групп аккумуляторов. В противном слу-

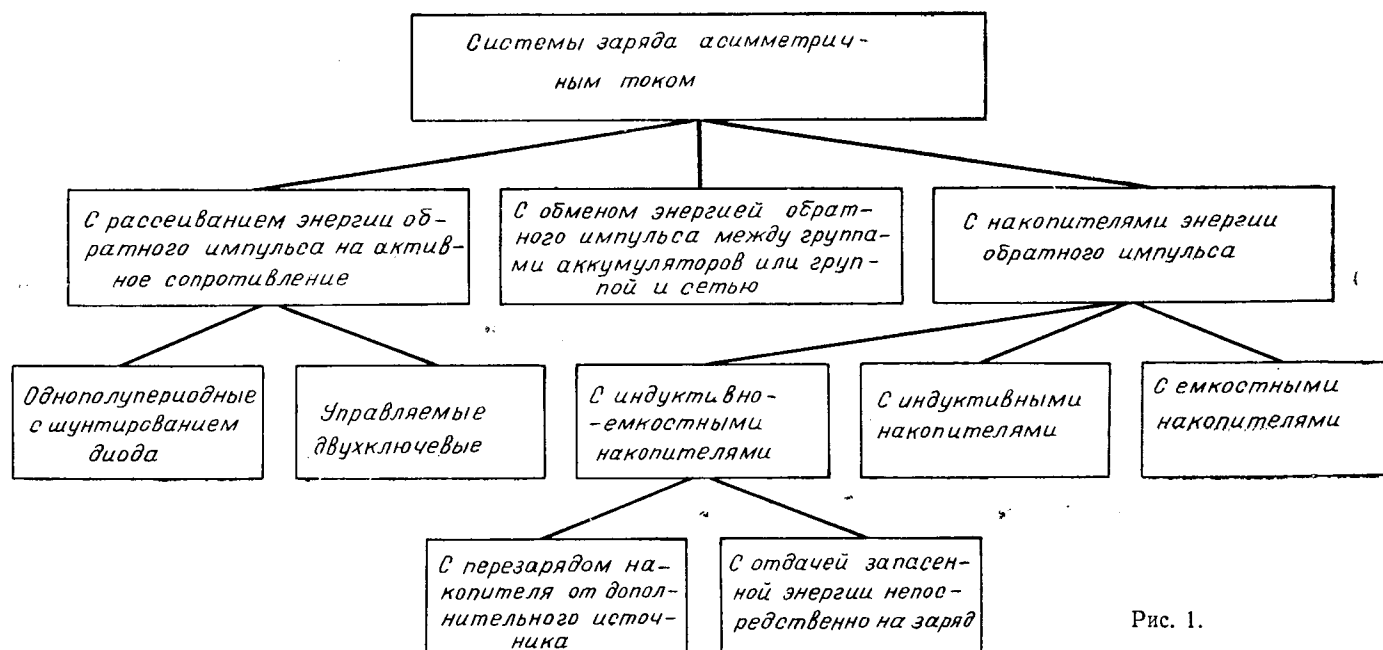


Рис. 1.

чае возникает намагничивание согласующего трансформатора, что приводит к увеличению его установленной мощности. Кроме того, поочередная работа батарей приводит к дополнительному увеличению коэффициента формы тока заряда (при $\frac{E_n}{E_m} = 0,9 K_\Phi = 3$), потерь в аккумуляторах и повышению тем-

пературы электролита. Отмеченные недостатки затрудняют широкое применение устройств второй группы.

Третья группа включает устройства с использованием индуктивных, индуктивно-емкостных и емкостных накопителей электрической энергии импульса разрядного тока. Вариант устройства с емкостным накопителем (рис. 2, д) [Л. 8, 12] очень прост и позволяет энергию разрядного импульса отдавать непосредственно на заряд, но обладает практически всеми недостатками, присущими варианту по рис. 2, а, так как является его развитием.

Устройства с индуктивно-емкостными накопителями (рис. 2, е, ж) [Л. 13, 14] позволяют в отличие от ранее рассмотренных получить коэффициент формы тока, потребляемого из сети и протекающего в цепи батареи, близким к единице, так как цепь нагрузки имеет значительную постоянную времени $T_n = \frac{\omega L}{R_n}$, а импульсы разрядного тока кратковременны.

На рис. 4 приведена зависимость $\frac{E_n}{E_m} = f(T_n)$ для определения граничных значений области прерывистых токов [Л. 15]. Видно, что при $T_n > 2$ пульсации и соответственно коэффициент формы тока источника малы. Это приводит к снижению установленной мощности трансформатора на 60–70% по сравнению с лучшими из ранее описанных, а также уменьшает потери в аккумуляторе и температуру электролита. Следует также отметить, что даже при больших значениях постоянной T_n , индуктивность сглаживающего дросселя мала, так как активное сопротивление нагрузки R_n незначительно.

Наличие управляемого ключевого элемента с самокоммутацией позволяет изменением параметров LC -контура и ча-

стоты следования управляющих импульсов регулировать в значительных пределах частоту, длительность и амплитуду импульсов разрядного тока. Общее в техническом решении этих устройств заключается в том, что коммутируемый элемент (или элементы) включены последовательно с конденсатором и коммутирующим дросселем, формирующим импульс разрядного тока и совместно с ним шунтируют выходные зажимы зарядного выпрямителя со сглаживающим дросселем. Недостатками такого включения формирующего конденсатора являются его завышенная мощность и усложнение схемы, вызванное необходимостью создания дополнительных путей его разряда и подготовки к формированию очередного импульса разрядного тока. В устройстве по рис. 2, е это производится за счет дополнительного источника, а по рис. 2, ж — за счет поочередного включения противоположных плеч инвертора. Ни то, ни другое решение нельзя признать удачным, так как помимо указанных недостатков существенно увеличиваются потери энергии разрядного импульса и снижается к. п. д. всего агрегата.

На рис. 2, з приведено устройство с индуктивно-емкостным накопителем энергии импульса разрядного тока, предложенное авторами [Л. 16]. В нем удалось избежать недостатков и сохранить положительные качества ранее описанных устройств третьей группы. Это достигается тем, что выход зарядного выпрямителя со сглаживающим дросселем зашунтирован только ключевым элементом и коммутирующим дросселем, а конденсатор, формирующий импульс разрядного тока включен параллельно с разделительным диодом в цепь заряжаемой батареи.

При разомкнутом ключевом элементе, выполненном на тиристоре $T1$, зарядный выпрямитель ($ЗВ$) подключен через дроссель $Др1$ и диод $Д1$ к группе аккумуляторных батарей $АБ$ и осуществляет их заряд сглаженным током. Конденсатор $С$ практически разряжен, так как падение напряжения на диоде в проводящем состоянии мало. При открывании тиристора $T1$ ток, обусловленный напряжением разрядного выпрямителя и индуктивностью линейного дросселя $Др1$, протекает по цепи $ЗВ-Др1-Др2-T1$ и энергия, потребляемая от сети, запасается индуктивностями дросселей $Др1$ и $Др2$, а через группу

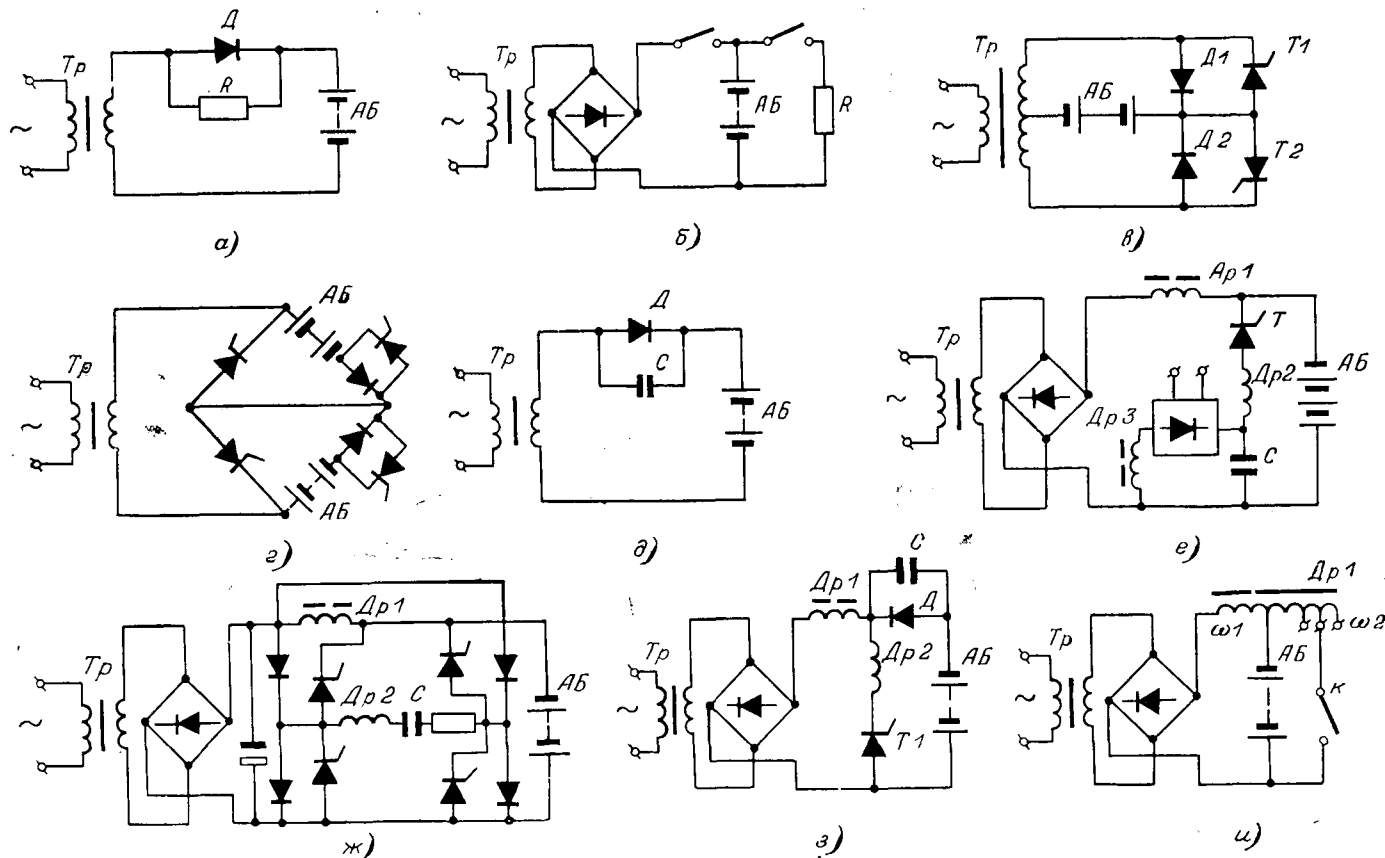


Рис. 2.

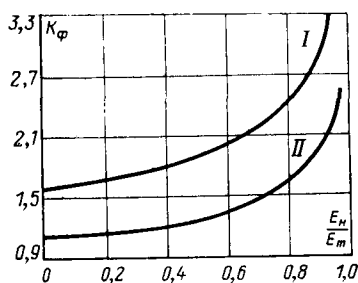


Рис. 3.

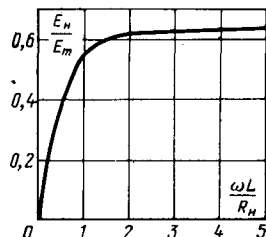


Рис. 4.

аккумуляторов протекает импульс разрядного тока, формирующийся при заряде конденсатора C по цепи $AB-T1-Dp2-C$. Самокоммутация тиристора $T1$ происходит за счет резонансного характера цепи протекания импульса разрядного тока. При закрывании тиристора $T1$ э. д. с. самоиндукции дросселя $Dp1$, напряжение зарядного выпрямителя и конденсатора C суммируются и через группу аккумуляторов AB по цепи $ZB-Dp1-C-AB$ протекает ток. Энергия, накопленная дросселем $Dp1$ и конденсатором C в предыдущем интервале, отдается на заряд этой группы. Конденсатор C разряжается до нуля, после чего открывается диод $D1$ и заряд продолжается. При этом сразу же конденсатор подготовлен к формированию очередного импульса, так как после окончания импульса разрядного тока (запирания тиристора) конденсатор разряжается сглаженным током зарядного выпрямителя и вся энергия, накопленная в нем, отдается непосредственно в аккумуляторную батарею без введения каких-либо дополнительных устройств. При сравнении устройств с индуктивно-емкостным накопителем видно, что последнее при прочих равных условиях, имеет более высокие энергетические показатели и меньшую установленную мощность оборудования.

Устройство с индуктивным накопителем, предложенное авторами [Л. 17], также позволяет энергию разрядного импульса отдавать непосредственно на заряд аккумулятора. Силовая часть этого устройства приведена на рис. 2, и. При разомкнутом ключе K выпрямитель ZB через часть витков дросселя $Dp1$ подключен к группе батарей и осуществляет их заряд сглаженным током. При замыкании K через группу аккумуляторов протекает импульс разрядного тока и э. д. с. трансформируемая с обмотки ω_2 в обмотку ω_1 , запирает выпрямитель ZB . Амплитуда импульса тока зависит от величины зарядного тока и соотношения витков ω_1 и ω_2 в соответствии с выражением

$$\frac{I_{\text{зар}}}{I_{\text{разр}}} = \frac{\omega_2}{\omega_1}.$$

Перемещая положение отпайки, можем в широком диапазоне изменять амплитуду импульсов разрядного тока. Длительность и частота замыкания выбирается произвольно. При размыкании ключа K через аккумуляторные батареи по цепи $ZB-Dp1(\omega_1)-AB$ протекает зарядный ток и энергия, накопленная дросселем в предыдущем интервале при разряде, отдается на заряд по цепи обмотки ω_1 , чем обеспечиваются высокие энергетические показатели устройства. Установлено, что в этом случае коэффициент формы K_ϕ и коэффициент пульсаций K_Π зарядного тока при питании от однофазного выпрямителя сильно зависят от фазы φ разрядного импульса. Это подтверждается зависимостями на рис. 5, где видно, что K_ϕ и $K_\Pi = f(\varphi)$ имеют экстремальный характер, а их минимальные значения лежат в точке перехода питающего напряжения через ноль. Отсюда следует, что в практических системах замыкание ключевого элемента необходимо синхронизировать с переходом питающего напряжения через ноль, так как при этом зарядное устройство имеет наилучшие показатели. Дроссель $Dp1$ здесь является одновременно как сглаживающим (обмотка ω_1), так и накопительным (обмотка ω_2). Для сглаживающего дросселя, работающего в цепи пульсирующего выпрямленного тока (в цепи заряда в данном случае), величина запасаемой энергии определяется из выражения

$$W = \frac{1}{2} L I_{\text{разр}}^2 \varphi.$$

Так как среднее значение зарядного тока в 15—25 раз больше среднего значения разрядного, установленная мощ-

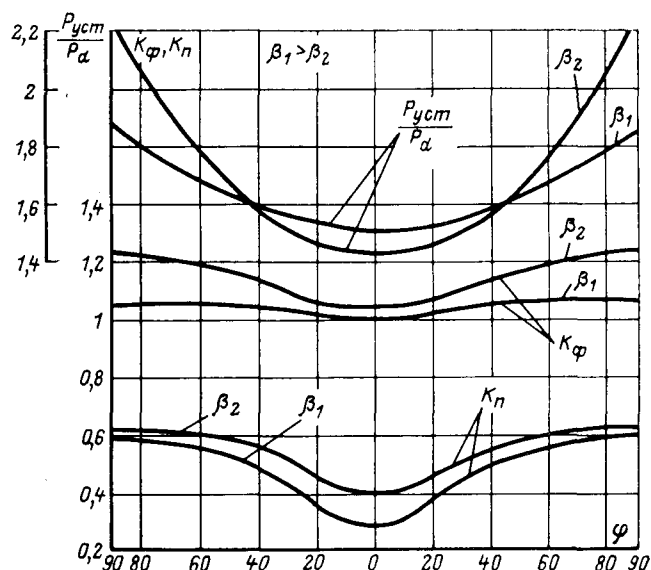


Рис. 5.

ность дросселя разрядной цепи значительно меньше, чем дросселя цепи заряда, и составляет не более 6% в зависимости от длительности замыкания ключа, сопротивления батарей и коэффициента трансформации обмоток.

Еще одним важным преимуществом формирователей асимметричного тока с индуктивным накопителем является возможность регулирования в широких пределах параметров разрядного импульса (длительности, частоты и амплитуды) простыми техническими средствами. Поэтому такой формирователь можно рекомендовать для применения в экспериментальных установках и в системах с большой номенклатурой аккумуляторных батарей. Важно также и то, что предложенные формирователи в виде отдельных устройств, могут использоваться в комплексе с любыми зарядными агрегатами и их широкое внедрение не потребует изменения парка зарядных выпрямителей. Это открывает широкие перспективы для внедрения прогрессивного способа заряда аккумуляторов асимметричным током.

Список литературы

1. Маслов Н. Н. Способ зарядки свинцово-кислотных аккумуляторов. А. С. № 180224 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки» 1966, № 7.
2. Романов В. В., Хашев Ю. Н. Химические источники тока. М., «Советское радио», 1968.
3. Баюнов В. В., Дасоян М. А. Влияние параметров элементов схемы на емкостные характеристики серебряно-цинковых аккумуляторов при заряде асимметричным переменным током. — «Электротехника», 1970, № 8.
4. Фурсова Е. Н., Фурсов С. П., Држевицкий В. В. Устройство для заряда аккумуляторных батарей асимметричным током. А. С. № 288088 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 36.
5. Wilford B. Burkett Pacific Palisades, and John. Bigbée. Rapid charging of Batteries. Pat. № 3597673 (США).
6. Wilford B. Burkett Pacific Palisades, and John. Rapid charging of Batteries. Pat. № 3614582 (США).
7. Артамонов В. В. Маломощные выпрямители. М., «Связь», 1970.
8. Здрок А. Г., Семков М. К. Анализ работы некоторых схем зарядки аккумуляторных батарей асимметричным током. — «Электричество», 1973, № 2, с. 65—68.
9. Исследование процесса формирования постированных пластин свинцовых аккумуляторов автомобильного типа при использовании пульсирующего тока. Сборник работ по химическим источникам тока. Л., «Энергия», 1972, вып. 7. Авт.: Е. Ф. Бордт, Г. А. Коликова, В. В. Новодережкин, М. А. Дасоян.
10. Устройство для заряда и формовки аккумуляторных батарей асимметричным током. А. С. № 299901 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 12. Авт.: И. Г. Махнович, Б. Е. Бондарев, Ю. А. Токарев, и др.

Устройство для измерения сопротивления электрической изоляции и относительных поляризационных напряжений

Канд. техн. наук, доц. СТАВРАКЕВ Ж. А.,
канд. техн. наук САМОКОВЛИЙСКИ Д. А.
София, НРБ

Измерения характеристик твердых диэлектриков при постоянном напряжении осложняются токами абсорбции и возникающими за их счет поляризационными напряжениями [Л. 1]. Постепенное накопление объемного заряда существенно искажает измеряемые характеристики: сопротивление образца во время процесса измерения изменяется от некоторого начального значения R_0 до своего установившегося значения R_y [Л. 2]. Поэтому обычно сопротивление образца измеряется через некоторое время после подачи напряжения, т. е. определяется только установившееся значение сопротивления R_y .

В работе предлагается метод для одновременного измерения начального сопротивления и относительного поляризационного напряжения $\kappa(t) = u(t)/U_0$. Регистрация зависимости относительного поляризационного напряжения от времени позволяет определить диэлектрическую проницаемость ϵ_r при постоянном напряжении:

$$\epsilon_r = 1 + \frac{1}{R_0 C_0} \int_0^{t_y} [\kappa(t_y) - \kappa(t)] dt.$$

Здесь R_0 — начальное сопротивление образца; C_0 — емкость между испытательными электродами при отсутствии образца; t_y — время установления поляризационного напряжения; $\kappa(t_y)$ — установившееся относительное поляризационное напряжение.

Измерения $\kappa(t)$ и R_0 должны проводиться при соблюдении постоянства напряжения на образце, так как всякое изменение напряжения приведет к изменениям в поляризационном процессе.

Схема для измерения $\kappa(t)$ и R_0 показана на рис. 1. Исследуемый образец твердого диэлектрика представлен треугольником начальных сопротивлений и источников поляризационных напряжений. На рис. 1 обозначено: $R_{в0}$, $R_{с0}$ и $R_{п0}$ — объемное, поверхностное и паразитное сопротивления образца; $u_v(t)$, $u_s(t)$ и $u_{п}(t)$ — объемное, поверхностное и паразитное поляризационные напряжения. Рассматривается случай измерения объемных величин $R_{в0}$ и $u(t)$.

Электрометрический повторитель ЭП поддерживает одинаковыми потенциалы точек 2 и 3. В этом случае напряжение u_{12} , приложенное к объему исследуемого образца, остается постоянным во времени измерения. Входное сопротивление электрометрического повторителя достаточно велико (более 10^{16} Ом), поэтому можно считать, что конденсатор C заряжается током i_v и напряжение на нем равно:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_v dt = \frac{v}{R_{в0} C} t - \frac{1}{R_{в0} C} \int_0^t U(t) dt. \quad (1)$$

Это напряжение поступает на вход компаратора K , где оно сравнивается с фиксированным напряжением U_{ϕ} . В момент равенства напряжений на выходе компаратора возникает импульс $u_{вых}$, который подается на реле P . Во время дей-

ствия импульса реле замыкает ключ Π , и конденсатор C разряжается. Длительность импульса выбрана с учетом необходимого времени разряда конденсатора. По окончании импульса ключ Π размыкается, и конденсатор начинает заряжаться снова.

Нетрудно убедиться в том, что описанная схема представляет собой преобразователь сопротивления в интервал времени. Появление поляризационного напряжения приводит к изменениям тока $i_v(t)$, что со своей стороны ведет к изменениям длительности интервалов времени T_i между импульсами $u_{вых}$. Измеряя эти интервалы, можно определить начальное значение сопротивления диэлектрика R_0 и относительное поляризационное напряжение $\kappa(t)$, а также изменение сопротивления диэлектрика.

Обычно перед измерением исследуемый образец деполяризуется. В этом случае, если можно пренебречь поляризационным напряжением в первом интервале T_1 , из (1), получаем:

$$R_{в0} = \frac{U}{U_{\phi} C} T_1. \quad (2)$$

Иными словами, если длительность первого измерительного цикла выбрана достаточно короткой, ее можно использовать для определения начального сопротивления R_0 .

Решая уравнение (1) для последовательных циклов и представляя интеграл поляризационного напряжения как произведение среднего значения поляризационного напряжения на длительность соответствующего i -го интервала времени, можно записать:

$$\kappa_i = \frac{T_i - T_1}{T_i} = \frac{m_i - m_1}{m_i}, \quad (3)$$

где $\kappa_i = \frac{u_{ср i}}{U}$ — среднее значение относительного поляризационного напряжения в i -м измерительном цикле;

$m_i = \frac{T_i}{R_{в0} C} = \frac{T_i}{\tau_0}$ — относительный параметр, который в первом цикле определяется равенством $m_1 = \frac{T_1}{R_{в0} C} = \frac{U_{\phi}}{U}$.

Эта зависимость показывает, что длительности временных интервалов между импульсами $u_{вых}$ дают информацию об усредненных относительных поляризационных напряжениях в рамках цикла измерения. Однако использование (3) для определения κ_i связано с необходимостью регистрировать времена T_i и затем проводить вычисление κ_i или с той же целью применять специализированное вычислительное устройство.

Показанная схема удобна для непосредственного измерения и регистрации фиктивного сопротивления диэлектрика¹.

¹ Под фиктивным сопротивлением понимается то сопротивление, которое формальным способом получается из закона Ома без учета поляризационного напряжения.

11. Устройство для заряда аккумуляторов. В кн. — «Доклады VIII научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Изд. Томского госуд. университета. 1973, т. 2. Авт.: В. А. Сучков, Е. Н. Серебрякова, В. А. Гладилов, Н. В. Листова.

12. Алимов И. Д. Устройство для заряда аккумуляторных батарей асимметричным током. А. С. № 247171 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 21.

13. Куличенков В. П., Ольшанский А. Я., Филатов В. П. Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током. А. С. № 404146 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 43.

14. Поскробко А. А., Куличенков В. П., Филатов В. П.

Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током. А. С. № 431588 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 21.

15. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Паука», 1970.

16. Земан С. К., Кобзев А. В. Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током. А. С. № 463176 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 9.

17. Земан С. К., Кобзев А. В., Обрусник В. П. Устройство для заряда аккумуляторной батареи асимметричным током. А. С. № 420019 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 10.

Материал	Толщина, мм	U , в	U_{ϕ} , в	C , мкф	T_1 , сск	T_{∞} , сск	R_{v0} , Мом	$R_{v\infty}$, Мом	x_{∞} , %	t_y , мин
Бумага трансформаторная	0,05	10	0,2	10^{-3}	1,36	2,19	$0,68 \cdot 10^5$	$1,09 \cdot 10^5$	30	12,3
Картон электротехнический	1,0	10	0,2	10^{-3}	1,15	2,9	$0,57 \cdot 10^5$	$1,45 \cdot 10^5$	60	6
Лакоткань	0,15	10	0,2	10^{-3}	4,0	100	$0,2 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	96	130
Гетинакс Е 220	2,0	10	0,2	10^{-3}	1,0	23,5	$0,5 \cdot 10^5$	$1,18 \cdot 10^6$	96	13
Гетинакс Е 250	1,5	10	0,2	10^{-3}	1,0	70	$0,5 \cdot 10^5$	$3,5 \cdot 10^6$	98,6	45
Гетинакс Е 52086	1,25	10	0,02	10^{-3}	1,2	9,0	$0,6 \cdot 10^5$	$0,45 \cdot 10^6$	87	2
Оргстекло	2,5	85	0,02	10^{-3}	0,8	126	$3,4 \cdot 10^8$	$5,35 \cdot 10^9$	99	210
Хостофан	0,08	85	0,02	10^{-3}	1,1	200	$4,67 \cdot 10^6$	$8,5 \cdot 10^9$	99	—
Винидур	4,0	255	0,002	10^{-3}	1,0	120	$1,27 \cdot 10^8$	$1,5 \cdot 10^{10}$	99,1	135
Стеклотекстолит	1,2	10	0,2	10^{-3}	5,0	570	$6,37 \cdot 10^6$	$7,26 \cdot 10^8$	99,1	840

имеет запоминающее устройство и во время i -го измерительного цикла кодовое число A_i еще не получено. Напряжение u_A преобразуется аналоговым интегратором.

В реализованном макете интегратор выполнен на базе микродвигателя с маховиком и усилителя с модулятором. В этом случае дрейф нуля ничтожен, а быстродействие достаточно велико по сравнению с медленным процессом поляризации. Интегратор закорачивается только в начале процесса измерения. Поэтому напряжение на его выходе в конце i -го цикла оказывается равным

$$u_{oci} = K_4 \sum_{r=1}^{i-1} T_{r+1}(T_r - T_1),$$

т. е. соответствует формуле (9).

При правильном выборе коэффициента K_4 и $T_i = T_1$ ошибка после четвертого измерительного цикла равенства оказывалась в пределах от 2 до 5%. В этом случае с такой же точностью справедливо равенство

$$u_{oci} = Ux_i = Um_i x_i = U_{\phi} x_i.$$

Это напряжение регистрируется во времени автокомпенсатором. Полученный график представляет собой ступенчатую

кривую, которая в соответствующем масштабе дает относительное поляризационное напряжение.

С помощью описанного устройства были проведены исследования различных электроизоляционных материалов. Результаты экспериментов показаны в таблице, а на рис. 4 приведены некоторые из экспериментально снятых зависимостей (a — гетинакс Е 52086; b — картон электротехнический, $в$ — стеклотекстолит).

Полученные результаты показывают необходимость учета поляризационных явлений при исследовании диэлектриков на постоянном напряжении. Они показывают также, что некоторые особо высококачественные диэлектрики имеют весьма большие времена установления поляризационных напряжений. Видно, что медленную поляризацию диэлектриков можно легко регистрировать. Это имеет важное значение в связи с применением и созданием новых синтетических электроизоляционных материалов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В., Тареев Б. М. Электротехнические материалы. М.—Л., 1969.
2. Ставракев Ж. А., Самоковлийски Д. А. Автоматизация процесса измерения объемных и поверхностных сопротивлений электроизоляционных материалов. — «Электричество», 1971, № 2.

[29.5.1974]



УДК [621.311.1.026.5:621.372.543].001.5

Влияние конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства на несинусоидальность напряжения сети

Кандидат техн. наук ДОБРУСИН Л. А., инж. ПАВЛОВИЧ А. Г.

Москва

В распределительных сетях, питающих вентильные нагрузки, компенсацию реактивной мощности целесообразно осуществлять с помощью устройств, состоящих из нескольких резонансных LC-фильтров и параллельных конденсаторов. Одновременно фильтроконденсаторная система должна шунтировать некоторые высшие гармоники тока, генерируемые вентильными нагрузками, обеспечивая несинусоидальность напряжения сети согласно требованиям ГОСТ 13109-67. При этом наиболее эффективно решается задача повышения коэффициента мощности, так как возрастают обе его составляющие: коэффициент сдвига по основной частоте и коэффициент искажения.

Устройства, предназначенные для демпфирования обоих факторов воздействия вентильных преобразователей на питающую сеть, т. е. для компенсации реактивной мощности и подавления высших гармоник тока и напряжения, получили название фильтро-компенсирующих (ФКУ) [Л. 1] и относятся к классу многофункциональных средств повышения качества электрической энергии [Л. 2].

Определению параметров устройств, предназначенных для компенсации реактивной мощности и фильтрации высших гармоник тока в сетях с вентильными преобразователями, посвящен ряд публикаций [Л. 3 и 4]. Вместе с тем некоторые моменты методики расчета ФКУ требуют дальнейшей проработки. Среди них особенно актуален вопрос о целесообразном варианте распределения реактивной мощности между резонансными звеньями и параллельными конденсаторами ФКУ в условиях, когда суммарная реактивная мощность устройства задана. При правильном выборе параметров схема ФКУ, содержащая параллельные конденсаторы, обладает лучшими фильтрующими свойствами по сравнению со схемой, состоящей только из резонансных цепей, так как за счет параллельного конденсатора подается широкая полоса высших гармоник тока, нефильтрируемых резонансными цепями, и, кроме того, устраняются условия для возникновения резонанса токов, обусловленного емкостной проводимостью воздушных и кабельных линий [Л. 9].

С другой стороны, необходимо учитывать, что при определенных соотношениях между емкостью параллельных конденсаторов и индуктивностью сети возможно явление резонанса токов на частотах гармоник, не фильтруемых резонансными звеньями, что, в свою очередь, может привести к существенному искажению синусоиды питающего напряжения.

Чтобы установить границы применения параллельных конденсаторов в составе ФКУ, необходимо выяснить влияние ФКУ на частотные свойства системы энергоснабжения.

Частотная характеристика $x_\Sigma = f(n)$ системы относительно узла подключения ФКУ записывается в следующем виде:

$$\frac{1}{x_\Sigma} = \frac{1}{nx_s} + \sum_{v=5}^k \frac{1}{n x_{Lv} - \frac{x_{Cv}}{n}} - \frac{n}{x_C}, \quad (1)$$

где x_s — индуктивное сопротивление системы; x_{Lv} — индуктивное сопротивление фильтра v -й гармоники; x_{Cv} — емкостное сопротивление фильтра v -й гармоники; x_C — емкостное сопротивление параллельных конденсаторов; x_Σ — эквивалентное сопротивление системы; v — номер гармоники, на которую настроено звено фильтра; k — ряд гармоник канонического ряда, на которые настроены фильтры ($k=5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, \dots$); n — порядковый номер гармоник ($n=1, 2, 3, \dots$).

Предполагается, что номера гармоник соответствуют ряду канонических гармоник трехфазной мостовой схемы преобразования. Функция $x_\Sigma = f(n)$ для системы, содержащей l резонансных звеньев и параллельные конденсаторы, имеет l нулей и $(l+1)$ полюсов. Строго говоря, расположение последнего $(l+1)$ -го полюса частотной характеристики в области нефильтруемых гармоник, т. е. резонанс токов на частотах нефильтруемых гармоник, еще не является основанием для утверждения, что несинусоидальность напряжения превысит допустимый уровень, так как степень искажения напряжения зависит не только от конфигурации частотной характеристики, но и мощности вентильной нагрузки. Однако расчеты показывают, что требуемая ГОСТ несинусоидальность напряжения при резонансе токов на частотах гармоник, не фильтруемых резонансными звеньями, в реальном диапазоне соотношения мощностей питающей сети и вентильной нагрузки не может быть обеспечена.

Поэтому применяя параллельные конденсаторы в составе ФКУ, необходимо исключить саму возможность резонанса токов на частотах нефильтруемых гармоник. Таким образом необходимое условие распределения суммарной емкости (или мощности) между параллельными конденсаторами и резонансными звеньями можно представить в следующем виде:

$$v_{\max} < n_{l+1} < n_{1\text{нф}}, \quad (2)$$

где v_{\max} — номер гармоники, на которую настроено звено фильтра высшей частоты; n_{l+1} — номер гармоники, соответствующий последнему полюсу функции $x_\Sigma = f(n)$;

$n_{1\text{нф}}$ — номер первой нефильтруемой гармоники.

Однако выполнение условия (2), которое может быть реализовано определенным распределением емкости между параллельными цепями, еще не гарантирует от дополнительных искажений кривой напряжения, вызванных параллельными конденсаторами. Так, если последний полюс частотной характеристики близок к номеру первой нефильтруемой гармоники, возможно ее усиление, что может привести к превышению требований ГОСТ по несинусоидальности напряжения. В этом случае путем последовательных приближений следует перераспределять суммарную емкость между фильтрами и параллельными конденсаторами, увеличивая разность $(n_{1\text{нф}} - n_{l+1})$ до тех пор, пока не будет удовлетворено достаточное условие:

$$k_{\text{н.н}} < 5\%, \quad (3)$$

где $k_{\text{н.н}}$ — коэффициент несинусоидальности напряжения.

Рассмотрим применение данного подхода к распределению емкости между фильтровыми и параллельными конденсаторами на примере ФКУ, состоящего из двухзвенного резонансного фильтра 5-й и 7-й гармоник и параллельных конденсаторов. Такого типа ФКУ предназначены для компенсации воздействия на сеть трехфазных мостовых схем преобразования [Л. 5] и, видимо, могут найти применение в промышленных сетях напряжением 380 в [Л. 6].

Уравнение (1) для этого варианта принимает следующий вид:

$$\frac{1}{x_\Sigma} = \frac{1}{nx_s} + \frac{n}{n^2 x_{L5} - x_{C5}} + \frac{n}{n^2 x_{L7} - x_{C7}} - \frac{n}{x_C}. \quad (4)$$

Учитывая, что силовые косинусные конденсаторы номинируются не по емкости, а по мощности, целесообразно представить частотную характеристику как функцию реактивной мощности конденсаторов.

Введем обозначения:

$Q_{\text{ФК}}$ — реактивная мощность ФКУ на основной частоте; Q_1 — реактивная мощность параллельных конденсаторов на основной частоте; Q_5, Q_7 — реактивные мощности фильтров 5-й и 7-й гармоник; $U_{\text{сн}}$ — номинальное значение фазного напряжения сети.

Полагаем, что ФКУ обеспечивает качество напряжения на уровне требований ГОСТ ($U_{\text{сн}} \approx U_{\text{с1}}$).

Тогда емкостные и индуктивные сопротивления элементов ФКУ выразятся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} x_{C5} &= \xi_5 \frac{3U_{\text{сн}}^2}{(Q_{\text{ФК}} - Q_1)m}; & x_{C7} &= \xi_7 \frac{3U_{\text{сн}}^2}{(Q_{\text{ФК}} - Q_1)(1-m)}; \\ x_{L5} &= \frac{x_{C5}}{v_5^2}; & x_{L7} &= \frac{x_{C7}}{v_7^2}; & x_C &= \frac{3U_{\text{сн}}^2}{Q_1}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$\xi_5 = \frac{v_5^2}{v_5^2 - 1}; \quad \xi_7 = \frac{v_7^2}{v_7^2 - 1};$$

$$m = \frac{Q_5}{Q_{\text{ФК}} - Q_1}; \quad 1 - m = \frac{Q_7}{Q_{\text{ФК}} - Q_1}.$$

Подставляя в (4) значения сопротивлений из (5), после некоторых преобразований, получаем:

$$\frac{1}{x_\Sigma} = \frac{1}{nx_s} + \frac{(v_5^2 - 1)n}{n^2 - v_5^2} \frac{m(Q_{\text{ФК}} - Q_1)}{3U_{\text{сн}}^2} + \frac{(v_7^2 - 1)n}{n^2 - v_7^2} \frac{(1-m)(Q_{\text{ФК}} - Q_1)}{3U_{\text{сн}}^2} - \frac{nQ_1}{3U_{\text{сн}}^2}, \quad (6)$$

или в относительных единицах:

$$\frac{1}{x_\Sigma^*} = \frac{1}{n} + \frac{(v_5^2 - 1)n}{n^2 - v_5^2} \frac{m(1 - Q_1^*)}{Q_s^*} + \frac{(v_7^2 - 1)n}{n^2 - v_7^2} \frac{(1-m)(1 - Q_1^*)}{Q_s^*} - n \frac{Q_1^*}{Q_s^*}, \quad (7)$$

где x_Σ^* — относительное значение x_Σ ; $Q_1^* \rightarrow$ относительное значение Q_1 ; Q_s^* — относительное значение мощности короткого замыкания Q_s в узле подключения ФКУ.

В качестве базовых приняты x_s и $Q_{\text{ФК}}$.

Значение мощности короткого замыкания

$$Q_s = \frac{3U_{\text{сн}}^2}{x_s}. \quad (8)$$

Из (7) для заданного значения Q_s^* и m можно найти значение Q_1^* , соответствующее необходимому условию (2) разделения мощности между параллельными конденсаторами и фильтрами. Для этого необходимо его решить относительно Q_1^* , полагая $1/x_\Sigma^* = 0$:

$$Q_1^* = \frac{A}{B}, \quad (9)$$

где

$$A = \frac{1}{n} + \frac{24mn}{Q_s^*(n^2 - 25)} + \frac{48(1-m)n}{Q_s^*(n^2 - 49)}; \quad (9a)$$

$$B = \frac{n}{Q_s^*} + \frac{24mn}{Q_s^*(n^2 - 25)} + \frac{48(1-m)n}{Q_s^*(n^2 - 49)}, \quad (9b)$$

и принимая $n = n_{1\text{нф}}$.

В формулах (9a) и (9b) учтено, что $v_5 = 5$ и $v_7 = 7$. Значение $n_{1\text{нф}}$ в нашем случае равно 11.

Влияние соотношения мощности параллельных конденсаторов (Q_1) и полной мощности ФКУ ($Q_{\text{ФК}}$) на размещение полюсов частотной характеристики $x_\Sigma = f(n)$ и, в частности, последнего полюса (n_{l+1}), обуславливающего нежелательные

резонансные режимы, иллюстрируется диаграммой на рис. 1, рассчитанной по уравнению (7) для $Q^*_s=40$. Диаграмма представляет собой семейства характеристик $n_1, n_2, n_3=f(Q^*_1)$ при различных значениях $m (1 \geq m \geq 0)$, где n_1, n_2, n_3 — полюса функции (7). Заштрихованные зоны показывают области существования полюсов при изменении m от 1 до 0. Предельные кривые соответствуют идеализированным вариантам распределения мощности между звеньями ФКУ:

при $m=1$ доля параллельных конденсаторов составляет Q^*_1 от полной мощности ФКУ ($Q_{\text{ФК}}$), мощность фильтра 5-й гармоники равна величине ($Q_{\text{ФК}}-Q_1$), мощность фильтра 7-й гармоники равна нулю;

при $m=0$ имеет место обратное распределение мощности между звеньями фильтра $Q_7=Q_{\text{ФК}}-Q_1, Q_5=0$;

При $Q^*_1=1$ мощность параллельных конденсаторов (Q_1) равна мощности ФКУ ($Q_{\text{ФК}}$), мощности фильтровых звеньев равны нулю ($Q_5=0, Q_7=0$);

при $Q^*_1=0$ мощность параллельных конденсаторов равна нулю, мощность ФКУ разделена между звеньями фильтра в отношении

$$\frac{Q_5}{Q_7} = \frac{m}{1-m}. \quad (10)$$

Как видно из диаграммы, на рис. 1 по мере возрастания доли мощности параллельных конденсаторов (Q^*_1) от 0 до 1 номер последнего полюса (n_3) уменьшается, монотонно приближаясь к своему предельному минимальному значению. В области, близкой к 1 ($\sim 0,87 < Q^*_1 < 1$), нижний предел n_3 равен 7.

На диаграмме показаны граничные величины Q^*_1 (для $m=1-Q^*_{11}=0$; 47; для $m=0-Q^*_{10}=0,6$); рассчитанные по уравнению (9). Для всех значений Q^*_1 выше граничного выполняется необходимое условие (2) распределения мощности между звеньями ФКУ.

После распределения конденсаторов между звеньями ФКУ на основе необходимого условия (2) следует проверять выполнение достаточного условия (3):

$$k_{\text{н.н}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} U_n^2}}{U_{s1}} < 5\%, \quad (11)$$

где U_{s1} — эффективное значение напряжения основной гармоники; U_n — эффективное значение напряжения n -й гармоники; $k=5, 7, 11, 13, \dots$

Для практических расчетов, связанных с решением нашей задачи, целесообразно представить коэффициент несинусоидальности как функцию Q^*_s и Q^*_1 .

Предварительно выразим напряжения U_{s1} и U_n в виде произведения основной гармоники тока вентильной нагрузки (I_1), соответствующих сопротивлений и некоторых постоянных коэффициентов.

Пренебрегая углами коммутации, для напряжения u_n имеем:

$$U_n = I_n x_{\Sigma}(n) = \frac{1}{n} I_1 x_{\Sigma}(n), \quad (12)$$

где I_n — ток n -й гармоники; $x_{\Sigma}(n)$ — эквивалентное сопротивление системы для n -й гармоники.

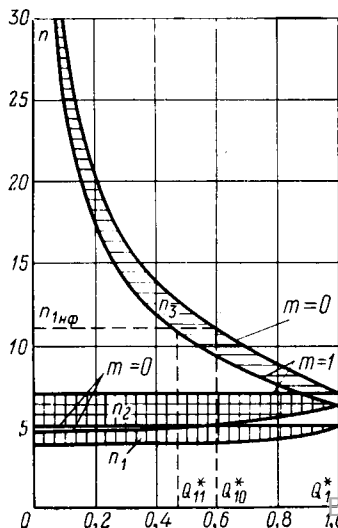


Рис. 1. Диаграмма $n = f(Q^*_1)$ при $Q^*_s=40$.

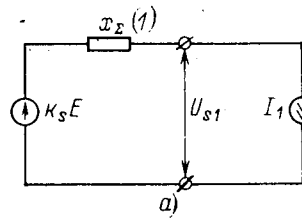


Рис. 2. К расчету основной гармоники напряжения.

а — эквивалентная схема (I_1 — источник тока основной частоты); б — векторная диаграмма ($\Delta U_1, \Delta U_2$ — падения напряжения в сопротивлениях $x_{\Sigma}(1)$ и x_s).

Аналогичное выражение для напряжения U_{s1} находится из схемы замещения системы на основной частоте [Л. 7] (рис. 2):

$$U_{s1} = \frac{I_1 x_{\Sigma}(1)}{\sqrt{1 + (k_e k_s)^2 - 2k_e k_s \cos \theta}}, \quad (13)$$

где $x_{\Sigma}(1)$ — эквивалентное сопротивление системы на основной частоте; θ — угол сдвига между векторами \vec{E} и \vec{U}_{s1} ;

$$k_s = \frac{x_{\Sigma}(1)}{x_s}, \quad k_e = \frac{E}{U_{s1}}.$$

Подставляя значения U_n и U_{s1} в формулу (1), получаем:

$$k_{\text{н.н}} = \frac{1}{x_{\Sigma}(1)} \sqrt{\sum_{n=5}^k \left[\frac{x_{\Sigma}(n)}{n} \right]^2 (1 + k_e^2 k_s^2 - 2k_e k_s \cos \theta)} \quad (14)$$

или в относительных единицах, учитывая, что $k_s = x^*_{\Sigma}(1)$:

$$k_{\text{н.н}} = \sqrt{\sum_{n=5}^k \left[\frac{1}{n Y^*_{\Sigma}(n)} \right]^2 [Y^*_{\Sigma}(1)]^2 + k_e^2 - 2Y^*_{\Sigma}(1) k_e \cos \theta}, \quad (15)$$

где $Y^*_{\Sigma} = \frac{1}{x^*_{\Sigma}}$.

Коэффициенты k_e и $\cos \theta$ определяются из треугольника ОАС (см. рис. 2,б) при условии, что реактанс системы в первом приближении равен реактансу трансформатора, питающего узел подключения ФКУ:

$$k_e = \sqrt{1 + (k_3 u_{\text{к.з}})^2 + 2k_3 u_{\text{к.з}} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}}, \quad (16)$$

$$\cos \theta = \sqrt{1 - \frac{k_3 u_{\text{к.з}} \cos \varphi}{k_e}},$$

где k_3 — коэффициент загрузки трансформатора на основной частоте; $u_{\text{к.з}}$ — напряжение короткого замыкания трансформатора; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности в узле подключения ФКУ.

Таким образом, расчет коэффициента несинусоидальности в функции параметра Q^*_1 , т. е. проверку соответствия необходимого и достаточного условий распределения мощности между звеньями ФКУ, производится в следующей последовательности:

- 1) располагая данными о загрузке трансформатора (k_3), о напряжении короткого замыкания ($u_{\text{к.з}}$) и коэффициенте сдвига ($\cos \varphi$) по формуле (16), определяем k_e и далее — $\cos \theta$;
- 2) для заданных значений Q^*_s, m и определенного из условия (2) Q^*_1 по выражению (7) находим $Y^*_{\Sigma}(1)$ и $Y^*_{\Sigma}(n)$;
- 3) зная $k_e, \cos \theta, Y^*_{\Sigma}(1)$ и $Y^*_{\Sigma}(n)$ по формуле (15) находим $k_{\text{н.н.}}$.

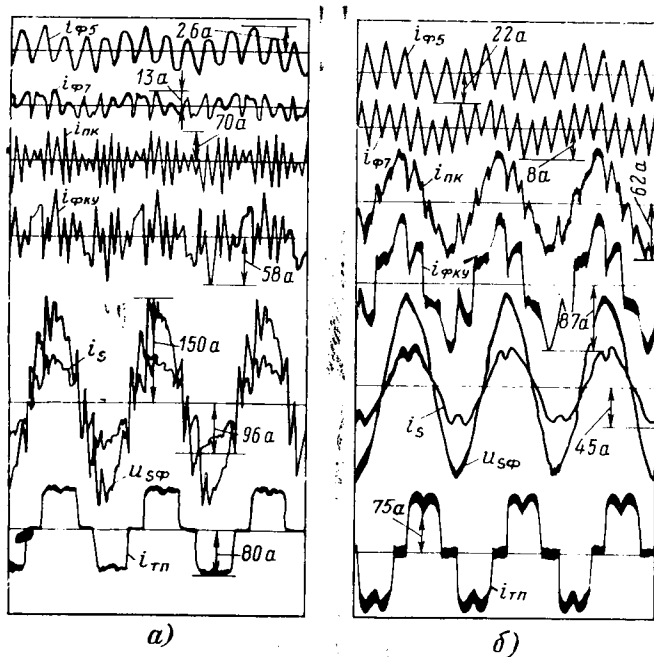


Рис. 3. Осциллограммы процессов при различных соотношениях мощности фильтровых и параллельных конденсаторов в составе ФКУ.

a — резонанс токов в области 13-й гармоники ($Q^*_s=40$; $Q^*_1=0,43$; $k_{н.н}=25\%$); *б* — отсутствие резонанса токов ($Q^*_s=14$; $Q^*_1=0,84$; $k_{н.н}=3\%$). $i_{\phi 5}$, $i_{\phi 7}$, $i_{п.н.}$, $i_{ФКУ}$, i_s , $i_{т.п.}$ — токи фильтров 5 и 7-й гармоник, параллельных конденсаторов, ФКУ, сети, тиристорного преобразователя соответственно; $U_{сф}$ — фазное напряжение сети.

Погрешность в расчете коэффициента несинусоидальности напряжения по формуле (15), обусловленная пренебрежением углами коммутации при определении токов высших гармоник, не превышает 8–9% для углов коммутации 6–8°, которые реально имеют место в случае применения ФКУ.

Остановимся на параметре m , характеризующем распределение мощности между звеньями фильтра. При малых значениях Q^*_s величина m существенно влияет на положение полюсов частотной характеристики (см. рис. 1), а следовательно, и на величину коэффициента несинусоидальности напряжения. Нахождение значения m в общем случае является оптимизационной задачей. Критериями оптимальности могут служить минимум установленной мощности конденсаторов [Л. 8], минимум веса или стоимости силового оборудования ФКУ, минимум удельных затрат [Л. 4]. При этом установленная мощность и эффективное значение тока конденсаторов должны определяться с учетом их загрузки токами высших гармоник:

$$Q_{уст} = \frac{(\xi_s U_{s1})^2 + \sum_{n=5}^k \frac{1}{n} (I_{vn} x_{Cv})^2}{x_{Cv}}; \quad (17)$$

$$I_{эфv} = \sqrt{I_{v1}^2 + \sum_{n=5}^k (I_{vn})^2}, \quad (18)$$

где I_{v1} , I_{vn} — токи гармоники 1-го и n -го порядка в звене фильтра v -й гармоники.

Параметры реальных конденсаторов, предназначенных для работы в звене фильтра v -й гармоники, должны отвечать сле-

дующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} Q_n &\geq Q_{уст}; \\ I_n &\geq I_{эфv}/1,3, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где Q_n , I_n — номинальные мощность и ток конденсатора.

Основные положения данной работы проверялись экспериментально. На рис. 3, *a* и *б* показаны осциллограммы процессов при различных соотношениях мощности фильтровых и параллельных конденсаторов в составе ФКУ. При $Q^*_s=40$ и $Q^*_1=0,58$ (рис. 3, *a*) резонанс токов наблюдается вблизи 13-й гармоники, что приводит к резкому искажению синусоиды напряжения питающей сети ($k_{н.н} \approx 25\%$). При $Q^*_s=14$ и $Q^*_1=0,84$ (рис. 3, *б*) соблюдены необходимые и достаточные условия распределения мощности ($k_{н.н}=3\%$).

Абсолютные значения Q_s и выпрямленного тока нагрузки в обоих случаях одни и те же ($Q_s=130 \text{ кв} \cdot \text{а}$, $I_d=60 \text{ а}$).

Выводы. 1. Применение параллельных конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства технически оправдано, поскольку дает принципиальную возможность осуществлять фильтрацию широкой полосы гармоник, не фильтруемых резонансными звеньями.

2. При избежание резонансных искажений напряжения, обусловленных параллельным конденсатором, его мощность должна быть выбрана таким образом, чтобы последний полюс частотной характеристики был расположен на отрезке, ограниченном слева номером гармоники, на которую настроено звено фильтра высшей частоты, и справа — номером первой нефильтруемой гармоники.

3. При оптимизации параметров ФКУ на основе экономических критериев целесообразно накладывать ограничение по расположению последнего полюса частотной характеристики, чтобы исключить из рассмотрения практически неработоспособные варианты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Добрусин Л. А., Павлович А. Г. Выбор средств компенсации для сетей с тиристорными преобразователями. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника». «Информэлектро», 1974, вып. 9(56).
- Шидловский А. К. Научно-технические задачи повышения качества энергии в электрических сетях. — В кн.: Повышение качества электрической энергии в распределительных сетях. Киев, ИЭД АН УССР, 1974.
- Крайчик Ю. С. К выбору схемы устройств компенсации реактивной мощности в сетях с несинусоидальными напряжениями и токами. — «Изв. НИИПТ», 1966, № 12.
- Кучумов Л. А., Спиридонова Л. В. Особенности расчета параметров фильтров высших гармоник для распределительных сетей переменного тока. — «Электричество», 1974, № 1.
- Добрусин Л. А., Павлович А. Г., Комов В. А. Экспериментальное исследование фильтрующей части ФКУ. — В кн.: Повышение качества электрической энергии в распределительных сетях. Киев, ИЭД АН УССР, 1974.
- Некоторые особенности компенсации воздействия тиристорных преобразователей на питающую сеть. — В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Киев, «Паукова думка», 1973. Авт.: Л. А. Добрусин, А. Г. Павлович, А. В. Тяпкин, Ф. Э. Кримкер.
- Электротехника постоянного тока как элемент энергетических систем. Изд. АН СССР, 1962. Авт.: Л. Р. Нейман, С. Р. Глинтерник, А. В. Емельянов, В. Г. Новицкий.
- Ермуратский В. В. Определение допустимых параметров несинусоидального напряжения на конденсаторах МБГЧ тиристорных преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника». М., «Информэлектро», 1973, вып. 4(39).
- Schulze D. Beitrag zur Berechnung der Überschwingsruckwirkung von Gleichrichtern auf das vorgeschaltete Netz. — «Energietechnik», 1969, Bd 19, № 7.

[16.5.1975]



Анализ управляемости фазой колебаний индуктивного параметрона

Инж. МУСИН А. Х., канд. техн. наук ШМОЙЛОВ А. В.

Томск

Фазочувствительное свойство бистабильного параметрона, заключающееся в том, что двумя противоположными значениями фазы установившихся колебаний параметрически возбуждаемого нелинейного колебательного контура можно управлять подачей в него весьма малого периодического тока с частотой ожидаемых параметрических колебаний [Л. 1 и 2], может быть с успехом применено для решения некоторых задач релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем, например, для выделения весьма малого тока нулевой последовательности с одновременным его усилением [Л. 3], для создания земляной защиты компенсированных сетей и др. [Л. 4 и 5]. Специфическое условие указанного применения параметронов требует изучения влияния различных факторов (выбранных параметров схемы и режимов работы, помех и т. п.) на чувствительность параметрона к управляющему току.

В статье приводятся результаты исследований управляемости фазой параметрически возбуждаемых колебаний индуктивного параметрона, схема и основные параметры которого показаны на рис. 1.

Теоретически модуль управляющего тока может быть сколь угодно мал, а каждый из обоих фазовых интервалов этого тока, соответствующих гарантированному ($P=1$ или $P=0$) управлению противоположными фазами параметрических колебаний, равен 180° (кривая 1 на рис. 2). Однако в действительности фазовые интервалы оказываются меньше 180° и появляется диапазон фаз управляющего тока, когда вероятность ожидаемой управляемости P меньше единицы и не равна нулю (кривые 2 и 3 на рис. 2). Исследования показывают, что управляемость параметрона зависит от значения рабочей индукции в сердечниках, от точности настройки колебательного контура параметрона, от величины и фазы управляющего тока, от уровня высших гармоник в управляющем токе, от различных помех в колебательном контуре.

При изменении значения емкости C , включаемой в колебательный контур (рис. 1), изменяется напряжение возбуждения и соответствующая ему рабочая индукция в сердечниках параметрона на грани возникновения колебаний B'_1 . Кривые рис. 3а иллюстрируют влияние этой индукции на управляемость фазой колебаний параметрона. Координаты точек, лежащих внутри замкнутых областей, дают значения индукции B'_1 и фазы управляющего тока, обеспечивающие гарантированную ($P=1$) управляемость параметроном.

Анализ этих областей позволяет сделать следующие заключения:

1. Имеется некоторая оптимальная рабочая индукция на грани возникновения колебаний $B'_{1оп}$, и, следовательно, оптимальная емкость конденсатора параметрона, при которой фазовые интервалы управляющего тока, соответствующие гарантированной управляемости, максимальны.

2. С изменением величины сигнала оптимальная рабочая индукция остается практически неизменной. Для испытанного образца $B_{1оп}=0,93$ тл, что соответствует колену кривой намагничивания.

3. Чем больше значение рабочей индукции на грани возникновения колебаний B'_1 отличается от оптимальной $B'_{1оп}$,

тем уже фазовый интервал управляющего тока, соответствующий гарантированной управляемости. Особенно сильно эта зависимость заметна при $B'_1 < B'_{1оп}$.

При фиксированном значении емкости C конденсатора параметрона колебания могут возникать в некотором диапазоне индукций $B'_1 \leq B_1 \leq B''_1$, соответствующих подведенному напряжению возбуждения. Назовем эту индукцию, в отличие от рабочей, индукцией возбуждения и обозначим B_1 . Различным значениям индукции возбуждения B_1 соответствует различная степень расстройки колебательного контура. На рис. 3б для случая $B'_1 = B'_{1оп}$ приведены экспериментальные кривые, ограничивающие фазовые интервалы гарантированной управляемости параметрона в названном диапазоне индукции возбуждения B_1 . Из анализа кривых видно, что для достижения максимальной чувствительности параметрона к управляющему току и обеспечения наибольшего фазового интервала необходимо организовать работу параметрона при индукции возбуждения B'_1 . Чем больше разность между B_1 и B'_1 , тем больше должен быть управляющий ток для обеспечения того же фазового интервала гарантированного управления или, если значение управляющего тока остается без изменения, фазовый интервал сужается.

Из анализа рис. 2 и 3 видно, что чем больше значение управляющего тока, тем ближе границы фазовых интервалов параметрона к теоретически достижимым. Анализ и экспериментальные исследования показывают, что на управляемость параметрона оказывает влияние также остаточная индукция в ферромагнитных сердечниках. При подаче напряжения возбуждения на параметрон различие в значениях индукций в сердечниках воздействует на колебательный контур в виде индуктированных импульсов помехи, снижая чувствительность параметрона к управляющему току и сужая фазовые интервалы. Такое влияние в опытах практически устранялось за счет выбранного способа пуска параметрона, а именно, замыканием цепи колебательного контура параметрона при поданных напряжении возбуждения и управляющем токе. Устранить влияние остаточной индукции можно также двухступенчатой подачей напряжения возбуждения (колебательный контур при этом не коммутруется). Уровень первой ступени, в отличие от второй, выбирается недостаточным для возникновения параметрических колебаний. При данном способе пуска параметрона необходимо учитывать, что управление фазой параметрических колебаний осуществляет ток намагничивания I'_c (рис. 1,б), составляющий часть управляющего тока.

Аналогичное влияние на управляемость параметрона оказывает также небаланс, обусловленный неодинаковостью коэффициентов взаимной индукции контурной обмотки параметрона и обмоток возбуждения. В экспериментах влияние небаланса практически устранялось методами, используемыми при настройке магнитных усилителей. Достигнутая при этом минимальная напряженность магнитного поля управляющего тока, еще обеспечивающая гарантированное управление фазой колебаний параметрона, составила $0,095$ а/м.

Для управления фазой колебаний параметрона в тех случаях, когда влияние помех не устранено, необходимо иметь

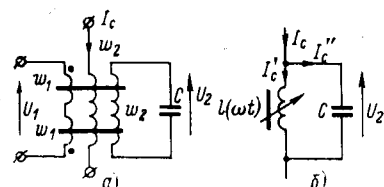


Рис. 1. Схема электрических соединений (а) и схема замещения колебательного контура (б) индуктивного параметрона.

w_1 — обмотка возбуждения, 1000 витков; w_2 — контурная обмотка, 1900 витков; w_c — обмотка управляющего тока, 100 витков; U_1 — напряжение возбуждения, 50 в; U_2 — напряжение параметрических колебаний, 50 в; I_c — управляющий ток; I'_c — ток намагничивания; сердечники выполнены из электротехнической стали Э41 типоразмера Г-25, длина средней силовой линии $0,5$ м, площадь поперечного сечения 200 мм².

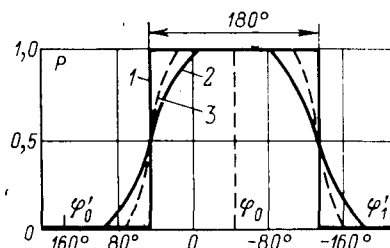


Рис. 2. Характеристика управляемости параметрона.

P — вероятность предопределения фазы параметрических колебаний фазой φ'_1 управляющего тока; φ_0 и φ'_0 — наилучшие фазы управляющего тока.

1 — теоретическая характеристика; 2 — экспериментальная характеристика при напряженности магнитного поля управляющего тока в сердечниках $H_c=0,314$ а/м; 3 — то же, при $H_c=3,14$ а/м.

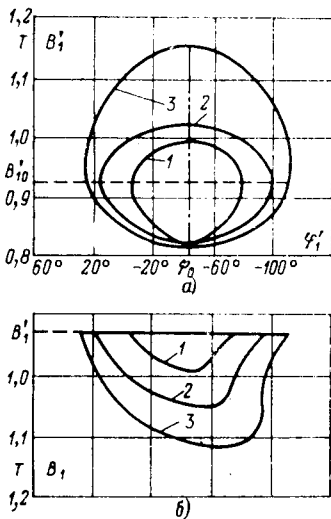


Рис. 3. Фазовые интервалы гарантированной ($P=1$) управляемости параметрона.

φ_1 — фаза управляющего тока относительно напряжения возбуждения; B_1 — рабочая индукция на грани возникновения колебаний; B_1 — индукция возбуждения; 1—3 — кривые при напряженности поля управляющего тока в сердечниках 0,157; 0,314 и 3,14 а/м соответственно.

больший управляющий ток. Но даже при исключенных помехах требуется конечное значение управляющего тока. Связано это с необходимостью преодоления влияния неконтролируемых внешних наводок и внутренних флуктуаций (тепловые шумы, шумы Баркгаузена и др.).

При практическом применении параметрона управляющий ток может содержать высшие гармоники. Оценить влияние высших гармоник на управляемость параметрона можно выявлением их участия в параметрическом вносе энергии в колебательный контур за период управляющего тока.

В общем случае управляющий ток может быть представлен в виде

$$i_c(\omega t) = \sum_{s=1}^{\infty} I_s \sin(s\omega t + \varphi_s), \quad (1)$$

где $s=1, 2, \dots$, I_s и φ_s — амплитуда и фаза s -й гармоники; ω — круговая частота напряжения возбуждения U_1 .

Колебательный контур параметрона на грани возбуждения, а также в первый момент возникновения параметрических колебаний (т. е. в то время, когда управляющий ток навязывает фазу возникающим колебаниям) можно рассматривать как линейный с индуктивностью, изменяющейся по закону

$$l(\omega t) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos 2k\omega t, \quad (2)$$

где $k=0, 1, 2, 3, \dots$; L_k — амплитуда k -й гармоники индуктивности. Тогда количество параметрически вносимой энергии за период управляющего тока равно:

$$\begin{aligned} W &= \int_0^{2\pi} i_c(\omega t) \frac{d}{dt} [l(\omega t) i_c(\omega t)] d\omega t = \\ &= \frac{1}{4} \omega \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{s=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (q-2k) I_s I_q L_k [\sin[(s+q-2k)\omega t + \varphi_s + \varphi_q] + \sin[(s-q+2k)\omega t + \varphi_s - \varphi_q]] - \right. \\ &\quad \left. - \sum_{s=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (q+2k) I_s I_q L_k \sin[(-s+q+2k)\omega t - \varphi_s + \varphi_q] \right\} d\omega t, \end{aligned} \quad (3)$$

где для удобства анализа и преобразований индексом q обозначены гармоники управляющего тока (1), входящие в (3) сомножителем индуктивности $l(\omega t)$; $q=1, 2, \dots$. Согласно (3) колебания должны нарастать в той из двух противоположных фаз, в которой процесс нарастания обеспечен достаточным интегральным вносом энергии и фаза основной гармоники управляющего тока лежит внутри фазового интервала, ассоциированного с данной фазой установившихся колебаний.

Из рассмотрения (3) следует, что интегральный обмен энергией в модулируемой индуктивности параметрона за период управляющего тока происходит всегда, если выполняется логическое равенство $A+B+C=D$, где A , B и C означают выполнение соответственно условий $s+q-2k=0$, $s-q+2k=0$, $-s+q+2k=0$, а D означает выполнение хотя бы одного из названных условий, т. е. интегральный обмен энергией происходит как на основной, так и на высших гармониках управляющего тока, причем последние могут как увеличивать интегральный внос на основной гармонике, так и уменьшать. Внос или вынос энергии будет происходить в зависимости от соотношения фаз всех гармоник тока $i_c(\omega t)$.

Приближенный расчет по выражению (3) показывает, что интегральный обмен энергией на высших гармониках управляющего тока весьма мал, что обусловлено главным образом тем, что параметрический колебательный контур является резонансным на основной гармонике. Таким образом, высшие гармоники в управляющем токе оказывают слабое влияние на управляемость параметрона.

Экспериментальные исследования выявили влияние высших гармоник в управляющем токе на управляемость параметрона при превышении ими основной гармоники тока по 3-й гармонике в 7 раз, по 5-й в 11 раз, по 7-й в 15 раз и т. д.

Если на основании изложенного выше пренебречь высшими гармониками в управляющем токе, то по (3) получим приближенно ($k=1$, $s=1$, $q=1$)

$$W = -\frac{1}{4} \omega L_1 I_1^2 \sin 2\varphi_1. \quad (4)$$

Из (4) следует, что наибольший внос энергии будет при $\varphi_1 = \pi/4 \pm r\pi$, где $r=0, 1, 2, \dots$. Эти углы управляющего тока можно назвать наилучшими с точки зрения управляемости фазой параметрических колебаний. По отношению к напряжению возбуждения в предположении, что цепь возбуждения чисто индуктивная, наилучший угол равен $\varphi_0 = -\pi/4 \pm r\pi$. При четном r получаем $\varphi_0 = -\pi/4$, при нечетном $\varphi_0 = -5/4\pi$. Получившиеся наилучшие углы управляющего тока являются центрами фазовых интервалов, соответствующих двум противоположным фазам установившихся колебаний параметрона. Теоретически предсказанные наилучшие углы совпадают с полученными экспериментально центрами фазовых интервалов (рис. 2 и 3,а), если индукция возбуждения параметрона B_1 принята близкой к рабочей индукции на грани возбуждения колебаний, $B_1 \approx B'_1$. При отклонении индукции B_1 от B'_1 центры фазовых интервалов смещаются (рис. 3,б), что связано с расстройкой колебательного контура параметрона.

Статистические испытания параметрона по снятию приведенных экспериментальных зависимостей были проведены с помощью специального прибора — счетчика, который обеспечивал необходимую последовательность подготовки и включения параметрона, фиксацию и накопление ожидаемых и неожиданных фаз установившихся колебаний параметрона.

Проведенные исследования фазовых характеристик индуктивного параметрона с питанием цепи возбуждения переменным напряжением свидетельствуют о его значительных практических возможностях в промышленной автоматике как весьма чувствительного элемента бинарной фазовой селекции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каплан А. Е., Кравцов Ю. А., Рылов В. А. Параметрические генераторы и делители частоты. М., «Советское радио», 1966. 334 с.
2. Параметроны. Сб. статей. М., Изд-во иностр. лит., 1962.
3. Параметрический фильтр токов нулевой последовательности. А. С. № 432628 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 22. Авт.: А. Х. Мусин, А. В. Шмойлов, Р. А. Вайнштейн, В. Н. Корягин.
4. Мусин А. Х., Шмойлов А. В. К вопросу построения сигнализации замыканий на землю в сетях с компенсированной нейтралью с применением параметрического генератора. М., ВПНИИ, РЖЭ, 1974. № 8.
5. Вайнштейн Р. А., Пушков А. П. Направленное реле сопротивления без «мертвой зоны» по напряжению. — «Пзв. вузов. Электромеханика», 1974, № 8, с. 879—885.

Электромагнитное поле и эквивалентные параметры соленоида с проводящей трубой

Канд. техн. наук АКШАНОВ Б. С., канд. физ.-мат. наук СЕБКО В. П.,
инж. ТЮПА В. И.

Физико-технический институт АН УССР, Харьков

Исследование распространения переменного электромагнитного поля в полном цилиндрическом проводнике представляет интерес при проектировании некоторых физических установок, устройств для высокочастотного нагрева и механической обработки деталей, при расчете электромагнитных экранов, в технике электрических и магнитных измерений. Эти вопросы достаточно подробно изучены [Л. 1, 2]. Вместе с тем на практике возникает необходимость в определении эквивалентных нагрузочных параметров соленоида, имеющего проводящий магнитный или немагнитный сердечник. К таким параметрам относятся эквивалентные активные и индуктивные сопротивления соленоида и зависимости их от частоты.

Установим эти зависимости, для чего рассмотрим электромагнитное поле в проводящей трубе, создаваемое синусоидальным током соленоида (рис. 1). Примем, что материал трубы характеризуется удельной проводимостью σ и постоянной магнитной проницаемостью μ_r . Краевые эффекты соленоида учитывать не будем.

Распределение напряженности магнитного поля в проводящей среде определяется, как известно, уравнением:

$$\Delta H - \mu_0 \mu_r \sigma \frac{\partial H}{\partial t} = 0. \quad (1)$$

Решение этого уравнения для переменного магнитного поля в проводящей трубе имеет вид

$$H(r, t) = [i I_0(kr) + \dot{H}_0 K_0(kr)] H_0, \quad (2)$$

где r — текущий радиус; H_0 — напряженность магнитного поля вне трубы; I_0 и K_0 — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода нулевого порядка; $k = (1 + j)/\delta$;

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \mu_r \sigma \omega}}.$$

Определяя постоянные интегрирования \dot{m} и n из граничных условий $H(a) = H_0$ и $H(b) = \dot{H}_{\text{вн}}$, где $\dot{H}_{\text{вн}}$ — напряженность магнитного поля внутри трубы, получим:

$$\dot{H} = \frac{K_2(q) I_0(x) - I_2(q) K_0(x) + \eta [K_1(q) I_0(x) + I_1(q) K_0(x)]}{K_2(q) I_0(p) - I_2(q) K_0(p) + \eta [K_1(q) I_0(p) + I_1(q) K_0(p)]} \dot{H}_0; \quad (3)$$

$$\dot{H}_{\text{вн}} = \frac{2\mu_r}{q^2 \{K_2(q) I_0(p) - I_2(q) K_0(p) + \eta [K_1(q) I_0(q) + I_1(q) K_0(p)]\}} \dot{H}_0, \quad (4)$$

где $p = ka$; $q = kb$; $x = kr$; $\eta = \frac{2}{q} (\mu_r - 1)$; I_1 , I_2 и K_1 , K_2 —

модифицированные функции Бесселя первого и второго рода, первого и второго порядков.

Пользуясь выражениями (3) и (4), найдем магнитный поток Ψ_1 в кольцевом зазоре между соленоидом и трубой и суммарный магнитный поток Ψ_{23} в стенке трубы и во внутренней ее полости:

$$\dot{\Psi}_1 = \mu_0 S_1 \dot{H}_0; \quad \dot{\Psi}_{23} = \mu_0 \mu_r \dot{S}_{23} \dot{H}_0.$$

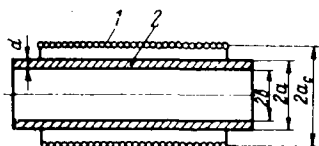


Рис. 1. Соленоид с внутренней проводящей трубой.

Здесь

$$S_1 = \pi (a^2 c - a^2);$$

$$\dot{S}_{23} = \frac{2\pi a^2}{p} \frac{I_1(p) K_2(q) + K_1(p) I_2(q) + \eta [I_1(p) K_1(q) - I_1(q) K_1(p)]}{K_2(q) I_0(p) - I_2(q) K_0(p) + \eta [K_1(q) I_0(p) + I_1(q) K_0(p)]}.$$

Для низких частот ($\frac{d}{\delta} \ll 1$ и $\frac{d}{a} \ll 1$):

$$\dot{S}_{23} = \frac{\pi a b \left[1 + 2(\mu_r - 1) \frac{d}{b} + \frac{(kd)^2}{2} \right]}{1 + (\mu_r - 1) \left[1 + \frac{(kd)^2}{2} \right] + \frac{k^2 d b}{2}};$$

для высоких частот ($\frac{d}{\delta} \gg 2$ и $\frac{d}{a} \ll 1$):

$$\dot{S}_{23} = \pi a^2 \frac{1 + 2(\mu_r - 1) \frac{\text{th } kd}{kb}}{(\mu_r - 1) + \frac{ka}{2} \text{th } kd}.$$

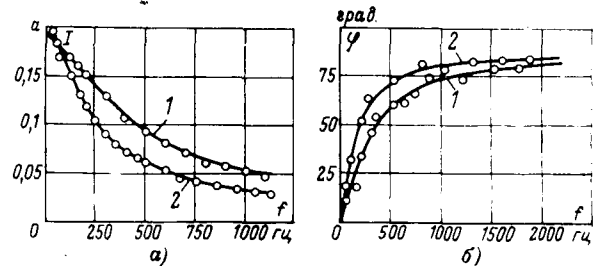


Рис. 2. Частотные характеристики соленоида с немагнитной трубой при $U_0 = 1$ в.

Обмотка: $a_c = 8,5$ см; $l_c = 26$ см; $\omega = 244$; $L = 5,04$ мГн; $R = 5,17$ ом.
Труба: $\mu_r = 1$; $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ 1/ом·м; $a = 6$ см; $b = 5,5$ см; $l_t = 100$ см.

○ — эксперимент; — — расчет.

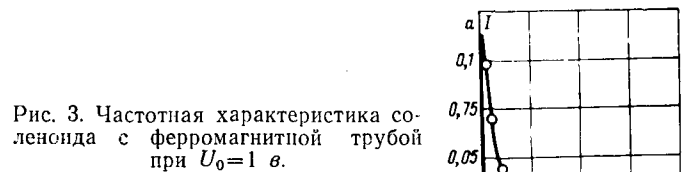


Рис. 3. Частотная характеристика соленоида с ферромагнитной трубой при $U_0 = 1$ в.

Обмотка: $a_c = 1,6$ см; $l_c = 56$ см; $\omega = 980$; $L = 1,74$ мГн; $R = 8,78$ ом.
Труба: сталь Ст-20; $\mu_r = 200$ —240; $\sigma = 1,16 \cdot 10^7$ 1/ом·м; $a = 1,05$ см; $b = 0,775$ см; $l_t = 60$ см.

○ — эксперимент; — — расчет.

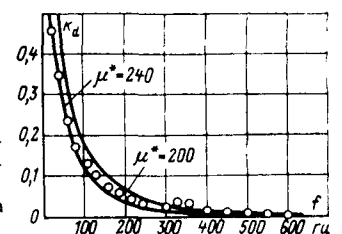


Рис. 4. Коэффициенты затухания магнитного поля в ферромагнитной трубе.

Параметры трубы те же, что на рис. 3, но $l_t = 14$ см;
○ — эксперимент; — — расчет.

Решая для установившегося режима уравнение $u = iR + \frac{d(\Psi_1 + \Psi_{23})}{dt}$, найдем действующее значение тока соленоида:

$$I_0 = \frac{U_0}{\sqrt{[R + \omega L A_{23} \sin \varphi_{23}]^2 + [\omega L (A_1 + A_{23} \cos \varphi_{23})]^2}} = \frac{U_0}{\sqrt{R^2 \sin^2 \varphi + (\omega L \sin \varphi)^2}},$$

где U_0 — действующее значение напряжения в цепи; L — собственная индуктивность соленоида в отсутствие трубы; φ_{23} — угол сдвига по фазе между магнитными потоками Ψ_1 и Ψ_{23} ;

$$A_1 = \frac{S_1}{\pi a^2 c}; \quad A_{23} = \frac{S_{23}}{\pi a^2 c}.$$

Экспериментальное определение влияния проводящей трубы на эквивалентные параметры электрической цепи проводилось при использовании соленоидов конечной длины. На рис. 2 представлены зависимости тока I_0 в соленоиде и сдвига фазы φ_0 между напряжением и током в цепи от частоты при наличии (кривая 1) и отсутствии медной трубы (кривая 2). Видно, что экспериментальные точки практически совпадают с расчетными кривыми.

На рис. 3 показаны зависимости тока I_0 от частоты при наличии (кривая 1) и отсутствии (кривая 2) ферромагнитной трубы. Кривая 1 получена расчетом при $\mu_r = 200$. Эта величина находилась экспериментально (баллистическим методом). Для выбранной трубы и указанного на рис. 3 диапазона изменения токов проницаемость μ_r находилась в пределах 200—240. Зависимости от частоты коэффициентов затухания магнитного поля в ферромагнитной трубе $k_3 = H(b)/H_0$ показаны на рис. 4. Напряженность магнитного поля измерялась миниатюрными цилиндрическими магнитными зондами. Из рис. 4 видно, что экспериментальные значения коэффициентов затухания находятся между расчетными кривыми, построенными при $\mu_r = 200$ (кривая 1) и $\mu_r = 240$ (кривая 2). При низких частотах экспериментальные точки совпадают с расчетной кривой $\mu_r = 240$, а при высоких частотах ложатся на кривую $\mu_r = 200$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ландау Л. Д., Лившиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. М., Физматгиз, 1959.
2. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1959, ч. III.

[9.1.1975]



Дискуссии

Вероятностные характеристики напряжения в электрических сетях

(Статья Аберсона М. Л., Сысоева Л. П., «Электричество», 1973, № 8)
ЗАЙЦЕВ Г. З., ПИКОВСКИЙ А. А., ИВАНЦОВ В. А.

Ленинград

Математическое описание режима напряжения в электрических сетях и вытекающая отсюда практическая проблема контроля качества напряжения представляют существенный интерес. Именно этим вопросам и посвящена обсуждаемая статья, ряд положений которой нуждается в тщательном анализе.

В разделе «Определение мгновенной плотности вероятностей» авторы чисто теоретическим путем показывают, что мгновенная плотность вероятностей отклонений напряжения подчиняется нормальному закону распределения. Одним из отправных пунктов предложенной модели является допущение, что время θ , на которое подключается приемник, есть случайная величина, причем вероятность $p(\theta)$ не зависит от момента подключения. Правомерность такого допущения нуждается в серьезном доказательстве. Совершенно очевидно, например, что продолжительность включения осветительных и нагревательных приборов в декабре и июне будет абсолютно различна. Известно, что изменение математических ожиданий мгновенных значений графика нагрузок по месяцам детерминировано. Так, кривая месячных максимумов нагрузок (а следовательно, и нагрузок в любой момент времени) может быть аппроксимирована косинусоидой [Л. 1]. Из этого следует, что за достаточно длительный промежуток времени процесс изменения нагрузки, отнесенной к какому-либо определенному моменту времени, будет во многом аналогичен ее суточному циклу (наличием максимумов, минимумов и т. и.). Учитывая эти обстоятельства и исходя из положений, высказанных авторами в разделе «Проверка гипотезы стационарности», можно утверждать, что процесс изменения напряжения будет нестационарным не только в течение суток, но и для фиксированного момента времени. Таким образом, с выводом авторов о возможности описания процесса изменения напряжения для

фиксированного момента времени нормальным законом нельзя согласиться. Из статьи также неясно, зачем авторам понадобилось решать вопрос о законе распределения отклонений напряжения, отнесенных к фиксированному моменту времени, так как в ней ничего не говорится о его практическом использовании.

В разделе «Вероятностная модель процесса» говорится о методике статистической обработки результатов измерений. Предложение авторов проводить анализ измерений отдельно по выявленным в каждом конкретном случае отрезкам относительной стационарности логично, если возможно изменение коэффициента трансформации трансформаторов несколько раз в сутки. Совершенно очевидно, что в распределительных сетях, в которых применяются трансформаторы с ПБВ, это неосуществимо. Для распределительных сетей промышленных предприятий более правильным представляются предложения производить измерения в целом за рабочий период суток [Л. 2 и 3]. Хотя при этом и не удается подогнать распределение отклонений напряжения под нормальный закон (что в общем-то с точки зрения режима регулирования и не имеет, во-видимому, никакого значения), однако это дает возможность установить необходимый коэффициент трансформации на достаточно длительный период. Необходимая для этого информация может быть получена путем периодической записи показаний приборов типа САКН не более двух раз в сутки.

Вообще же говоря, вся практически необходимая информация о режиме напряжения может быть получена и на основании анализа интегральных гистограмм, полученных в результате непрерывного измерения в течение нескольких суток, если известен знак коэффициента корреляции между напряжением и нагрузкой, который, как правило, определяется режимом регулирования напряжения в ЦП. Очевидно, что такой

подход к получению информации наиболее целесообразен в городских распределительных сетях, в которых возможность многократной регистрации показаний измерительных приборов гораздо более ограничена, чем в условиях промышленного предприятия. Если же известно численное значение коэффициента корреляции, то по интегральной гистограмме можно построить и для городских сетей гистограммы напряжения для дневного и ночного периодов суток.

Далее в этом же разделе авторы указывают, что в большинстве случаев для описания режима напряжения достаточным является только математическое ожидание по интервалам стационарности процесса. С этим положением авторов трудно согласиться, если принять во внимание, что данные об интегральных дисперсиях отклонений напряжения в сети могут быть использованы для настройки устройств автоматического регулирования напряжения в ЦП, что достаточно убедительно показано в [Л. 4]. В связи с этим нельзя согласиться также с оценкой, даваемой авторами существующим приборам для статистического контроля качества напряжения. Хотя в статье М. Л. Аберсона и Л. П. Сысоева нигде не говорится о типах этих приборов, речь, очевидно, идет о приборах типа САКН. По мнению авторов упомянутой статьи они пригодны лишь для проверки соответствия качества напряжения у приемников требованиям ГОСТ 13109-67. Наш собственный опыт, а также публикации, имеющиеся в журналах и сборниках материалов различных конференций, показывают, что это не так. Например, исследования проведенные в электрических сетях Горьковского автомобильного завода с помощью приборов САКН-1 позволили сделать широкий круг

выводов о мероприятиях и методах улучшения режима напряжения [Л. 5].

Таким образом, хотя математические методы и модели, использованные авторами статьи, с теоретической точки зрения интересны, выводы, полученные с их помощью, представляются недостаточно аргументированными; они могут затруднить работу эксплуатационного персонала электрических сетей, осуществляющего практические мероприятия по улучшению режима напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Билик Н. И. Неодинаковость напряжения и статистические числовые характеристики нагрузок электрических сетей. — «Электричество», № 8, 1964.
2. Зайцев Г. З., Зельцбург Э. Л. Статистический анализ режима напряжения в промышленных распределительных электрических сетях. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968.
3. Маркушевич Н. С. Качество напряжения. Рига, Межотраслевой институт повышения квалификации специалистов народного хозяйства Латв. ССР, 1970.
4. Баркин Я. Д., Маркушевич Н. С. Использование статистической информации о качестве напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1972.
5. Котельников О. И., Вагин Г. Я. Исследование режимов напряжения в сетях Горьковского автомобильного завода. — В кн.: Опыт проектирования и эксплуатации систем электрооборудования промышленных предприятий. Л., «Энергия», 1972.



Ответ авторов

Кандидаты техн. наук АБЕРСОН М. Л., СЫСОЕВ Л. П.

Обсуждаемая в настоящей дискуссии статья посвящена одному из основных вопросов анализа случайного процесса — созданию его обоснованной вероятностной модели, в данном случае — напряжения в распределительной электрической сети. Она является итогом исследований, проведенных в 1966—1972 гг. в Академии коммунального хозяйства им. К. Д. Памфилова и Институте проблем управления АН СССР при участии кафедры теории вероятностей МГУ им. М. В. Ломоносова. На наш взгляд, в данной статье удалось внести ясность по одному из наиболее сложных вопросов вероятностно-статистического анализа режима напряжения распределительных электрических сетей. Практически во всех известных работах этот анализ был ограничен эмпирическим выявлением распределения отклонений или потерь напряжения («нормальный» или «ненормальный» закон) или основан на устаревших представлениях Н. А. Бородачева о точности производства («схема сумм», «доминирующий фактор», «половинение ошибки» и т. п.).

В то же время важнейший исходный вопрос о вероятностной модели исследуемого случайного процесса оказался по существу неисследованным. Между тем поспешность и недооценка этого вопроса в ряде публикаций привела к искажению принципиальных понятий и к противоречивым практическим результатам, что и иллюстрируют в значительной мере публикации на затронутую тему¹. Прежде всего отметим, что их авторы не касаются ее основного материала, а именно, строгости исходных положений и предложенных моделей, правильности математических преобразований и доказательств, они затрагивают главным образом практические выводы. Однако нетрудно понять, что последние логически вытекают из основного материала статьи и подтверждаются приведенными в ней результатами статистической обработки многочисленных изменений в действующих сетях.

¹ См. также статью Н. С. Маркушевича «Контроль и анализ качества напряжения в электрических сетях с помощью приборов САКН» («Электричество», 1975, № 3).

В отклике Г. З. Зайцева, А. А. Пиковского и В. А. Иванова имеется лишь одно замечание о необходимости серьезного доказательства случайности времени работы единичного электроприемника и его независимости от момента подключения. Приведенная авторами аргументация представляется недостаточно убедительной, чтобы опровергнуть корректность сделанного нами весьма тривиального, но необходимого допущения. Действительно, например, скорость закипания воды в электрочайнике в декабре и июне будет совершенно различна, впрочем, как она будет различна и для множества чайников, включенных только в декабре. Предложенная модель рассматривает мгновенное распределение напряжения для множества одновременно работающих электроприемников различной мощности (в фиксированный момент времени). Поэтому утверждение о «нестационарности процесса для фиксированного момента времени», по-видимому, можно считать полемическим курьезом.

Авторы, не приводя конкретных доводов, выражают сомнение в «чистоте» только теоретического решения данной задачи и, далее как следует из текста, им неясно, как можно практически использовать нормальный закон мгновенного распределения напряжения.

Следует подчеркнуть, что нами не ставилась цель подгонки результатов к какому-либо закону распределения. В обсуждаемой статье лишь показано, при каких условиях справедливо гауссовское приближение для данного процесса. Тем более нестационарность, как стохастическое свойство, никак не связана с мгновенным распределением.

Видимо, вполне уместным будет рекомендовать еще раз обратиться к началу обсуждаемой статьи и рис. 3. Приходится повторить, что без решения данной теоретической задачи создание достоверной вероятностной модели процесса невозможно. В свою очередь, без достоверной модели процесса практические задачи регулирования и аппаратного контроля режима напряжения не могут быть решены верно. Поэтому в данном случае «чисто теоретическое решение», как видно из выводов обсуждаемой статьи, имеет прямое практическое

приложение, чего к стати и касаются, главным образом, авторы обонх откликов. Как можно понять, их основной целью является доказательство возможности использования приборов статистического контроля, дающих единый вариационный ряд отклонений напряжения за сутки и более, не только для контрольной оценки качества напряжения по нормам ГОСТ 13109-67 (как это утверждается нами), но и для решения основной задачи электроснабжающей организации — выявления сетевых мероприятий для улучшения режима напряжения. Авторы откликов справедливо отметили, что речь в данном случае идет о приборе типа САКН, который настойчиво предлагается как универсальный аппарат для анализа режима напряжения в распределительных сетях. Учитывая тот факт, что серийный выпуск прибора САКН давно налажен, а его сбыт почти прекратился уже в 1974 г., настоящее обсуждение, видимо, представляет не только теоретический, но и существенный практический интерес.

Вначале следует вспомнить, что предшественником отечественных статистических вольтметров, в том числе и типа САКН, был электромеханический интегрирующий вольтметр, созданный французскими инженерами после обоснования целесообразности измерения «неодинаковости» напряжения как экономического критерия качества напряжения на зажимах электроприемника (предложен П. Айере).

В СССР впервые вероятностно-статистические методы исследования режима напряжения были предложены И. С. Бесмертным еще в 1948 г.

Согласно его методике расчет велся по средней потере напряжения в расчетных точках сети с статистической проверкой доли электроэнергии, отпущенной при соответствующих отклонениях напряжения. Указанная графоаналитическая методика оценки качества напряжения ввиду новизны и сравнительной сложности не получила распространения. Лишь после появления материалов, осветивших работы французских специалистов, с 1958 г. началось более широкое рассмотрение вопросов качества напряжения с вероятностных позиций.

Действительно, «неодинаковость» напряжения (в предположении, что рассматриваемый процесс является случайным) есть средний квадрат случайной величины, т. е. суммы

$$H_A = \bar{V}^2 + \bar{\sigma}^2,$$

где \bar{V}^2 — квадрат математического ожидания (первого начального момента) отклонений напряжения за некоторый интервал времени; $\bar{\sigma}^2$ — осредненная дисперсия (второй центральный момент) отклонений напряжения за данный интервал.

Простая структура этого параметра позволила французским энергетикам создать сравнительно несложные приборы для его непосредственного измерения — интегрирующие вольтметры. Выборочный контроль качества напряжения у потребителей в ряде случаев ведется с помощью таких вольтметров, по показаниям которых выявляется нестабильность напряжения у потребителей. При наличии отклонений от номинального напряжения (например, 10%² для коммунальных сетей), рассматривается целесообразность проведения соответствующих мероприятий. Затраты на выбранные мероприятия сопоставляются с условным ущербом (франков/%²) от замеренной нестабильности или «неодинаковости». Несколько более точный (со «взвешиванием по энергии») подход Госсана оказался затруднительным для практических измерений. В некоторых распределительных сетях Швеции с помощью интегрирующих вольтметров подсчитывается «коэффициент качества», связанный с критерием Айере соотношением:

$$K = 100 - cH_A,$$

где c — коэффициент эквивалентности.

Коэффициент K определяет ценность электроэнергии данного качества в процентах от ценности того же количества энергии, отпущенной при строго номинальном напряжении. Для приемников городских сетей экономически оправданным считается значение $K = 99\%$ (что соответствует $H_A = 10\%^2$), в сельских сетях 95%. В распределительных сетях Бельгии статистическая оценка качества напряжения у потребителей в отдельных случаях проверяется по методике, аналогичной французской. В Румынии с помощью интегрирующих вольтметров было проведено исследование ущерба производства на трубопрокатном стане.

В США новые критерии для оценки качества напряжения не применяются. Наличие обоснованных жалоб является для энергокомпаний США пока единственным показателем, оправдывающим вкладывание дополнительных средств на улучшение качества напряжения.

В СССР в направлении статистического контроля начало исследовательских работ было положено в Киевском политехническом институте. Позднее в ОАТН Энергосетьпроекта и Латвэнерго были разработаны статистические анализаторы качества напряжения (ИАКН и САКН).

Указанные приборы существенно отличаются от их первоначальных французских предшественников. Они более компактны и выполнены на полупроводниках. С другой стороны, например, САКН-1 сравнительно сложный и дорогой прибор, требующий квалифицированного обслуживания и осторожного обращения, особенно при перевозке. В отличие от французских интегрирующих вольтметров, показывающих лишь два значения осредненных за весь период измерения математического ожидания и дисперсии, информация, получаемая с помощью ИАКН и САКН в виде вариационного ряда (6—8-разрядного) отклонений напряжения является более представительной. Данный ряд позволяет после простого суммирования и деления числа срабатываний за период измерения определить вероятность соблюдения норм ГОСТ 13109-67.

Пример. На основании месячных показаний поразрядных счетчиков прибора САКН-1 составлен следующий ряд:

Разряд отклонения напря-	(7,5 ÷ 5) — (0 ÷ 2,5) — (2,5 ÷ 0) +
жения	+ (0 ÷ 2,5) + (2,5 ÷ 5) + (5 ÷ 7,5)
Число срабатываний	281 1976 30117 9897 993 56

Вероятность соблюдения норм ГОСТ ($\pm 5\%$)

$$p = \frac{\text{сумма срабатываний в пределах } (\pm 5\%)}{\text{общая сумма числа срабатываний}}.$$

В данном случае $p = \frac{42973}{43310} = 0,922$. Согласно п. 1—2

ГОСТ 13109-67 указанная вероятность не должна быть меньше 0,95.

Дополнительной возможностью использования полученного ряда является графическое построение эмпирического распределения — гистограммы отклонений напряжения за период измерения (см. рисунок).

Как известно, вид гистограммы позволяет судить о возможности аппроксимации полученного эмпирического распределения тем или иным теоретическим законом распределения. В свою очередь это позволяет определить и «неодинаковость» напряжения (через значения математического ожидания и среднеквадратического отклонения). Как уже отмечалось, данный критерий («неодинаковость») предназначен только для примерной оценки экономического ущерба, вызываемого отклонениями напряжения от номинального значения на зажимах электроприемников: для минимизации ущерба напряжение на этих зажимах должно быть возможно ближе к номинальному. Именно так он и применяется в сетях Франции, Бельгии и других стран.

Очевидно, измеренная «неодинаковость» лишь свидетельствует о фактическом качестве напряжения и не позволяет судить о мероприятиях для его улучшения. Причем, поскольку она не учитывает знак отклонений напряжения, возможны неправильные выводы и о фактическом качестве напряжения в точке измерений. Действительно, и в сетях Франции для выбора режимных мероприятий используются результаты измерений не интегрирующих, а обычных самописцев, дающих полную запись процесса, что, видимо, необходимо. Это и понятно. Например, в сетях 6—10 кВ (при питании, скажем, двухсменного предприятия или городской нагрузки) оптимальный режим напряжения соответствует подъему напряжения значительно выше номинального в период наибольших нагрузок и снижению его зачастую ниже номинального в период наименьших нагрузок; при отсутствии высоковольтных электроприемников вблизи шин ГПП или ЦП эти отклонения напряжения от номинального обычно превышают $\pm 5\%$, что отнюдь не свидетельствует о нарушении норм у массы электроприемников.

В то же время минимум «неодинаковости» или стабилизация напряжения на шинах 6—10 кВ ЦП, РП, ТП, как раз и приводит к неудовлетворительному качеству напряжения у большинства электроприемников. Поэтому, например, в городских сетях 6—10 кВ, как правило не имеющих приемников, важно оценивать не величину и продолжительность отклонений напряжения от номинального, т. е. «неодинаковость», а качество регулирования напряжения. Принципиально эмпирическая суточная гистограмма так же, как и «неодинаковость» будучи слишком «сжатой» информацией не позволяет ответить на основной вопрос, интересующий эксплуатацию: каким должен быть режим напряжения, чтобы обеспечить удовлетворительное его качество у электроприемников. И де-

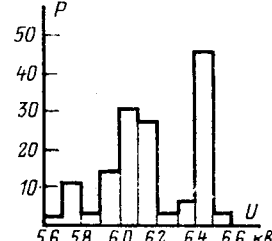
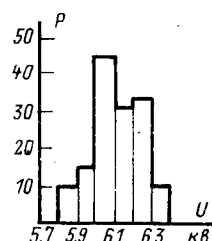
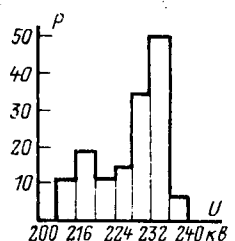
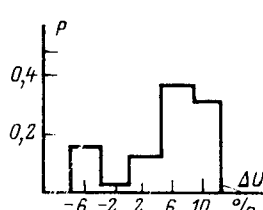
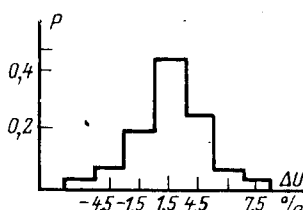
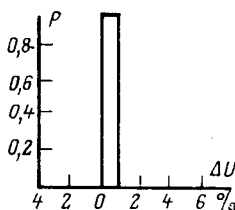
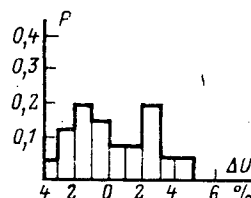
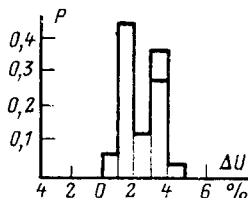
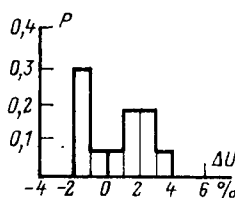
ло здесь не в большей наглядности гистограммы (САКН) перед ее двумя числовыми характеристиками (вольтметр E_{aF}), а в том, что в обоих случаях самый квалифицированный персонал не получает никакого представления о динамике процесса во времени, т. е. объективной информации о качественной стороне режима — к какому периоду нагрузки относятся те или иные отклонения напряжения. Ясно, что показания одного прибора САКН являются для сетевого персонала значительно менее информативным материалом, чем качественная лента одного самописца.

Характерно, что в обоих откликах признается обязательной необходимость наличия предварительной информации (помимо прибора САКН) о режиме нагрузки сети либо в виде «предварительных представлений эксплуатационного персонала» (Н. С. Маркушевич), либо в виде «знака коэффициента корреляции между напряжением и нагрузкой» (Г. З. Зайцев и др.). По существу, данные оговорки являются вынужденным признанием справедливости наших выводов, т. е. невозможности строгого анализа режима напряжения в силу его физических свойств (нестационарности) только с помощью единого вариационного ряда за сутки и более, как бы нам этого ни хотелось и каким бы экономичным и простым ни был способ анализа с помощью САКН. Поэтому настоятельные призывы Н. С. Маркушевича к внимательному разглядыванию суточной гистограммы или их организованного ансамбля, по нашему мнению, лишь ведут к окончательной путанице в данном вопросе. Разумеется, 3—4 прибора САКН, управляемые контактными часами (или дежурным монтером) смогут заменить один самописец, но вряд ли такое решение рационально.

Что же касается апелляции к предварительной подготовленности и опыту персонала, на чем собственно и построены оригинальные умозаключения и толкования «узких» и «широких» гистограмм в статье Н. С. Маркушевича, то мы полагаем, что это имеет весьма отдаленное отношение к обсуждаемой статье и представляем самому читателю судить об их строгости и возможности повторения кем-либо другим подобного «логического» анализа, которым предлагается «овладеть».

Вполне очевидно, что наиболее характерной формой суточной гистограммы является двухвершинная, которая никак не описывается нормальным законом. Подчеркнем, что такая форма может соответствовать и оптимальному режиму напряжения: ее исправление (или компенсация «доминирующего фактора») не требуется. Следовательно, один способ статистической обработки материала измерений, хотя и наиболее «экономичный», непригоден для решения обеих задач, как это пытается доказать один из авторов прибора САКН Н. С. Маркушевич. Как видно из изложенного, прибор САКН по заложенным в нем принципам пригоден только для решения задачи оценки качества напряжения у потребителей, которая в большей степени интересует потребителей, а не электроснабжающую организацию. Для выбора мероприятий по улучшению режима напряжения одной или нескольких суточных гистограмм к сожалению недостаточно и поэтому приходится говорить о принципиальной непригодности для этих целей показаний одного прибора САКН в точке измерения. В этом случае необходимо рассмотрение дискретной последовательности гистограмм по отрезкам относительной стационарности процесса для расчетных точек сети. Ввиду этого, как отмечалось, требуется вместо одного прибора использование 3—4 САКН в каждой расчетной точке сети и схемы управления по времени действия или создание нового прибора.

Эмпирические гистограммы отклонений напряжения, построенные по показаниям прибора САКН.



Приведенные в обсуждаемой статье и здесь обоснования статистического контроля позволяют более четко сформулировать требования к приборам такого контроля. Представляется целесообразной наряду с приборами типа САКН разработка двух новых его модификаций

1) для суждения о режиме напряжения — цифрового вольтметра с 3—4 счетчиками показаний только математического ожидания напряжения (т. е. среднего уровня) в вольтах или процентах по характерным периодам суток;

2) для оценки качества напряжения у потребителя — статистического индикатора с двумя счетчиками, фиксирующего только количество срабатываний вне отклонений напряжения, допустимых по ГОСТ 13109-67 (с учетом их знака).

Такие приборы при их приемлемой стоимости в значительной мере вытеснят другие переносные приборы для периодических измерений (в том числе и самопишущие), имея в виду практику эксплуатации, и найдут массовое применение. Отметим, что содержательная статья Ю. А. Буркова и В. Н. Казанцева («Электричество», № 11, 1974 г.), по существу, ставит аналогичные задачи.

Касаясь средств контроля и измерений напряжения, умение отметить также ошибочность противопоставления приборов, дающих «экономичную или сжатую» информацию (например типа САКН) и обычных регистрирующих или показывающих вольтметров. Дело в том, что приборы типа САКН, обладая несомненными и ценными преимуществами, имеют также серьезный органический недостаток — отсутствие наглядности результатов измерений по часам суток, без чего не могут быть решены некоторые важные режимные задачи. При этом точность измерения с помощью приборов САКН принципиально не может считаться выше класса 2,5 ввиду дискретного (8-разрядного) деления шкалы. Поэтому лишь разумное сочетание различных вольтметров в зависимости от задач измерений, можно признать верным подходом.

Практический опыт применения САКН в действующих сетях нескольких городов и предприятий с разноречивыми результатами (ЛКС Ленэнерго, МКС Мосэнерго, Горьковский автозавод и др.) лишь подтверждает насущную необходимость разработки четкой инструкции для эксплуатационного персонала по методам контроля показателей качества электроэнергии.

В отклике Г. З. Зайцева и др. затронут также важный вопрос, касающийся необходимости аппаратного выделения при статистических измерениях наряду с математическим ожи-

данием напряжения дисперсии или среднеквадратических отклонений (σ). Авторы указывают, что «данные об интегральных дисперсиях могут быть использованы для настройки устройств РПН в ЦП». Это положение несомненно справедливо. Однако необходимо ли проверять каждый раз настройку регулятора РПН в ЦП при массовых измерениях в распределительных сетях и у потребителей или для этого достаточно иметь один прибор типа САКН во всем сетевом районе? Думаем, что последнее решение больше соответствует правильному подходу.

Предлагаемые нами два новых прибора будут использоваться в большом количестве и поэтому их обоснованное упрощение является необходимым. Что касается обоснований возможности отказа от аппаратного выделения дисперсии или σ при массовых измерениях, то они опираются на физические свойства случайной функции напряжения в нормальном режиме сети—устойчивого, медленно меняющегося стохастического сигнала с низкочастотным спектром составляющих и низким уровнем помех. В этом и состоит отмеченная нами в обсуждаемой статье огромная экономическая разница между величиной математического ожидания (определяющей величину ущерба) и величиной среднеквадратического отклонения (определяющей пренебрежимо малое влияние случайных факторов процесса в рационально построенной сети).

Здесь следует подчеркнуть разницу между качеством работы регулятора (определяется величиной его зоны нечувствительности, выдержкой времени и др.), влияющим в определенной мере на величину рассеяния или разброса (σ) и «законом» регулирования (кривой математического ожидания), выбор которого определяется режимом нагрузки на шинах ЦП. Например, по величине стандартного отклонения (σ) на шинах 380/220 в концевых ТП иногда предлагается судить о правильности закона регулирования в ЦП. По этому поводу Айере справедливо отмечает, что уменьшение σ в низковольт-

ной сети стоит довольно дорого и возможно только местными средствами или путем увеличения сечения проводов. Равенство нулю σ (в пределе) вовсе не свидетельствует о правильном законе регулирования в ЦП. Это говорит только об устойчивости напряжения около какого-то уровня напряжения не обязательно оптимального. По этой причине, с учетом экономической обоснованности мы считаем вполне достаточным для массовых измерений в сетях определение лишь математического ожидания или среднего уровня напряжения за ряд суток раздельно по характерным периодам (ночь, утро, день, вечер). Выделение σ не требуется при рациональных величинах уставок зоны нечувствительности РПН (не более 2,5—3,3%) и других технических показателей регулятора и сети.

Попутно отметим, что эргодичность процесса упрощает анализ и позволяет сокращать длительность измерений, которая может быть ограничена 4—5 суточными реализациями, записанными подряд. В связи с этим для проверки соответствия качества напряжения в точке измерений требованиям ГОСТ 13109-67 (пункт 1—2) достаточно ограничить продолжительность измерений одной неделей (вместо месяца).

В заключение, мы считаем необходимым подчеркнуть, что статистические методы анализа нормальных режимов электрических сетей, безусловно, должны занять надлежащее место в практике эксплуатации. И в этом отношении опыт использования прибора САКН сыграл положительную роль. Однако для правильного метрологического обеспечения выполнения требований ГОСТ 13109-67 и повышения эффективности режимных мероприятий в сетях необходимо как можно быстрее наладить серийный выпуск предложенных в обсуждаемой статье новых приборов. Ввиду народнохозяйственной важности задачи улучшения качества электрической энергии и ожидаемой потребности в таких приборах, данный вопрос заслуживает отдельного рассмотрения Госстандартом.



ОТ РЕДАКЦИИ

Публикуя настоящие выступления и ответ авторов, редакция полагает, что на данном этапе дискуссия по обсуждаемой статье должна быть закончена.

Можно констатировать, что затронутый вопрос представляет большой интерес и что к рассмотрению его различных аспектов целесообразно будет вернуться после накопления опыта эксплуатации и проведения дальнейших исследовательских работ.

НИКОЛАЙ АФАНАСЬЕВИЧ ТИЩЕНКО

(К 70-летию со дня рождения)

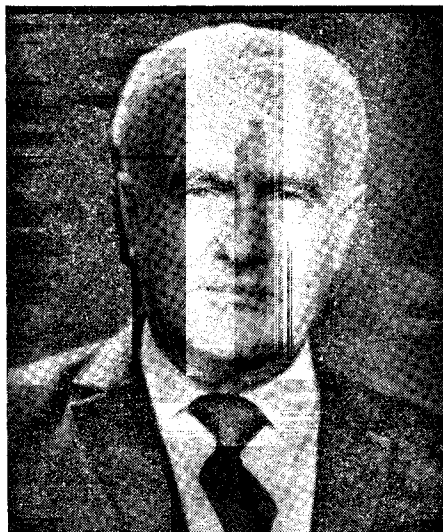
Исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет научной, инженерной и общественной деятельности лауреата Ленинской и Государственной премий, доктора технических наук Николая Афанасьевича Тищенко.

Николай Афанасьевич начал свою трудовую деятельность в 1923 г. электромонтером на металлургическом заводе им. Ильича в Жданове.

В 1930 г., окончив Харьковский электротехнический институт, Н. А. Тищенко начал работать в отделе электропривода Харьковского электромеханического завода (ХЭМЗ) и вскоре возглавил бюро металлургии этого отдела, а затем и отдел электропривода завода, где проработал до осени 1941 г. На ХЭМЗ под руководством Н. А. Тищенко впервые в Советском Союзе были разработаны, освоены в промышленном производстве и введены в эксплуатацию комплексные электроприводы прокатных и доменных цехов строившихся в те годы Магнитогорского, Кузнецкого, Запорожского и других металлургических заводов.

В этот период Николай Афанасьевич выполнил исследования и разработал новую методику расчетов переходных процессов в электроприводе блюминга, исследовал и предложил рациональный усовершенствованный электропривод блюмингов и слябингов.

С 1942 г. и по настоящее время Н. А. Тищенко работает в тресте Электропривод, реорганизованном затем



в ЦКБ Электропривод и во ВНИИэлектропривод. В период Отечественной войны он руководил восстановлением электроприводов и электрооборудования металлургических и других заводов.

Н. А. Тищенко исследованы и разработаны вопросы теории и практики электропривода, электрических машин, низковольтных аппаратов, надежности электрооборудования и ряд других во-

просов. Среди них можно назвать теорию оптимального выбора передаточного числа редуктора для механизмов повторно-кратковременного режима работы, работу по модернизации электроприводов прокатных станов и доменных печей с целью значительного повышения их производительности, определение предельной геометрии и разработку теории прокатных электрических машин с двухходовой обмоткой якоря.

Работы Н. А. Тищенко широко известны работникам электротехнической и металлургической промышленности. Ему принадлежит более 60 печатных трудов.

Деятельность Николая Афанасьевича отмечена Ленинской и Государственной премиями и правительственными наградами — орденами Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени, Красной Звезды и медалями, а также почетной грамотой Совета Министров РСФСР и медалями ВДНХ. Он награжден также орденом Польской Народной Республики — Командорским крестом возрождения Польши.

Н. А. Тищенко — член КПСС с 1944 г. Он является членом секции Комитета по Ленинским и Государственным премиям, членом ряда ученых и научно-технических советов, много лет работает пропагандистом, неоднократно избирался членом бюро парторганизации института.

Сердечно поздравляя юбиляра, желаем ему здоровья и дальнейших творческих успехов.

Группа товарищей



ВАСИЛИЙ ГРИГОРЬЕВИЧ ХОЛМСКИЙ

3 июля 1975 г. после тяжелой болезни скончался заведующий кафедрой электрических сетей и систем Киевского политехнического института доктор технических наук, профессор Холмский Василий Григорьевич.

В. Г. Холмский родился в январе 1904 г. в с. Александровка Черниговской области в бедной семье. Шестнадцатилетним подростком он вступил добровольцем в ряды Красной армии и участвовал в боях с белыми бандами на Северном Кавказе. После окончания в 1929 г. электротехнического факультета КПИ В. Г. Холмский занимался педагогической и научно-исследовательской работой на кафедре электрических сетей и систем того же института. В степени доктора технических наук он утвержден в 1954 г., в звании профессора — в 1955 г. Заведовал кафедрой В. Г. Холмский с 1957 г.

В. Г. Холмский известен как ведущий специалист в области передачи электрической энергии, его труды получили широкое распространение в Советском Союзе и за рубежом. Он ввел понятие о замкнутых электрических сетях с высокой степенью неоднородности, разработал основы теории применения регулируемых трансформаторов в сетях всех классов, дал оптимальные решения, обеспечивающие благоприятные уровни напряжения и технико-экономические показатели работы сети в целом.

В. Г. Холмский значительно развил классическую теорию расчета электрических сетей, создав в итоге многолетних исследований оптимальную стратегию выбора сечений по минимуму приведенных затрат с учетом дискретности



сечений. С 1960 г. В. Г. Холмский успешно работал в области применения ЦВМ для решения основных задач электроэнергетики. Им и под его руководством разработаны методы, алгоритмы и программы расчета установившихся режимов энергосистем, оптимизации работы сетей с трансформаторными связями, оптимизации эксплуатационных и проектных решений по распределению реактивных мощностей в системах, выбору оптимальных схем и режимов работы городских и сельских электрических сетей. Новые методы и программы широко

внедрены в энергосистемах, проектных институтах и городских сетях.

В. Г. Холмский опубликовал около 130 научных работ, среди которых широко известные монографии: «Применение регулируемых трансформаторов в электрических сетях», «Оптимальные режимы напряжения в городских и сельских электрических сетях» и вышедшая в 1975 г. книга «Расчет и оптимизация режимов электрических сетей». Он возглавлял созданную им школу специалистов по электрическим сетям и системам, руководил подготовкой кандидатов и докторов наук, был прекрасным лектором и методистом. На протяжении 20 последних лет он неизменно избирался председателем Киевского правления Научно-технического общества энергетики и электропромышленности, входил в состав Республиканского и Центрального правлений общества, являлся почетным членом НТОЭ и ЭП, членом Государственного Экспертного Совета при Госплане СССР. В. Г. Холмский был членом президиума Объединенного учебно-методического Совета Минвуза СССР, входил в состав редколлегий журналов «Известия вузов. Энергетика» и межведомственного сборника «Электрические сети и системы».

Заслуги коммуниста В. Г. Холмского отмечены орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

От нас ушел исключительно сердечный и чуткий человек, известный ученый, талантливый педагог, который на протяжении многих лет был примером для тех, кто его знал. Светлую память о Василии Григорьевиче мы сохраним навсегда.

Группа товарищей



Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1975 г.

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Теоретическая электротехника					
Сандлер А. С., Шапиро Л. Я., Лабунец И. А. — Об одновременном намагничивании стали двумя потоками разных частот	3	24	Есенин В. В. — Термокомпенсация низкочастотных индуктивно-резисторных цепей	9	88
Лисицин Э. М. — Применение метода определяющих состояний к решению смешанных задач электростатики	3	52	Иоссель Ю. Я. — Электростатическое поле и емкость проводящего тела, ограниченного тремя ортогонально пересекающимися сферами	9	89
Коган М. Г. — Определение плотности индуктированного тока методом коллокаций	3	56	Кленов Г. Э. — К задаче о поле точечного источника в присутствии изоляционной диафрагмы	9	90
Смертин Н. Г. — Упрощенный расчет потерь в массивных ферромагнитных телах при сильных полях	3	87	Нетушил А. В. — Модели электрических полей в гетерогенных средах нерегулярных структур	10	1
Инкин А. И. — Схемная аппроксимация линейных сред, находящихся под воздействием электромагнитного поля	4	64	Кулиев З. Я., Воропаев П. В. — Применение методов численного интегрирования уравнений электрических цепей с распределенными параметрами	10	8
Боголюбов В. Е., Гусев Г. Г., Немов Ю. Н., Титов А. А. — Феррорезонансная цепь с подмагничиванием в режиме синхронных квазирелаксационных колебаний	4	68	Болотин И. Б., Решетников В. Е. — Измерение коэффициента мощности испытательной цепи	10	63
Левинтов С. Д., Стасяк В. И. — Плоскопараллельное поле заряженных осей в среде с прямоугольной анизотропией	4	82	Рубин Б. И., Фаренбрух А. Г. — Об одном свойстве каскадных соединений звеньев линейных электрических цепей	10	77
Иоссель Ю. Я., Соловьев И. В. — Расчет емкости конического конденсатора	4	84	Якунин Э. Н. — Электрическое поле шарового электрода, образованного системой параллельных тороидов	11	45
Куликовский Л. Ф., Медников Ф. М., Нечаевский М. М. — О синтезе магнитных цепей с распределенными переменными параметрами	4	85	Однорал А. П., Чернов Е. Н. — Распределение объемных электромагнитных усилий при магнитно-импульсной обработке металлов	11	85
Конькова Э. Г. — Применение электростатических киловольтметров для измерения высокого напряжения переменного тока в незаземленных цепях	4	86	Маергойз И. Д. — Расчет электростатических полей методом интегральных уравнений 2-го рода	12	11
Пеккер М. И., Пеккер И. И. — Об оценке точности решения задач магнитостатики	4	87	Акшанов В. С., Себко В. П., Тюпа В. И. — Электромагнитное поле и эквивалентные параметры соленоида с проводящей трубкой	12	77
Русин Ю. С. — Определение начальных напряженностей для электродов сложной формы	5	82	Электроэнергетика		
Грач И. М. — О соотношении между напряженностями плоскомеридианного и плоскопараллельного полей на оси симметрии	5	86	Гамм А. З., Голуб И. И., Кессельман Д. Я. — Наблюдаемость электроэнергетических систем	1	12
Лямец Ю. Я., Шевцов В. М. — О фазовых соотношениях при переходном процессе в высокодобротном колебательном контуре	5	87	Волкова Е. А., Зейлигер А. Н., Каплинский Э. М., Лазебник А. И., Хабачев Л. Д. — Математическая модель оптимизации суточных режимов электростанций при проектировании электроэнергетических систем	1	18
Фридман Б. Э. — Частотные характеристики сопротивления соленоида с внутренней проводящей трубкой и их применение для расчета переходных процессов	6	69	Будович В. Л., Кужекин И. П. — Расчет импульса напряжения при электрическом взрыве проводников	1	22
Маергойз И. Д., Романович С. С., Федчун Л. В., Артышевский П. П. — К расчету вихревых токов в проводящих пластинах	6	73	Базуткин В. В., Запорожченко С. И. — Оценка формы и вероятности возникновения грозовых волн, набегающих на подстанции 110—750 кВ	1	26
Негневичкий И. Б., Рубановский М. В. — Расчет магнитного усилителя при заданном дрейфе нуля	6	80	Воротников В. Э. — Многофакторная корреляционная модель для анализа и прогнозирования потерь энергии в распределительных сетях	1	29
Курбатов В. М., Пресняков Ю. П. — Емкость конденсатора с электродами гребенчатой формы	6	84	Бережной А. В. — К аналитическому описанию потерь мощности и энергии в экономико-математических моделях линий электропередач	1	74
Коген-Далин В. В., Коняев Ю. А., Курбатов П. А. — Расчет магнитных систем с редкоземельными магнитами и ненасыщенной арматурой методом интегральных уравнений	7	65	Дмитренко А. М. — Дифференциальная защита трансформаторов и автотрансформаторов	2	1
Портнов А. Д. — Магнитное поле биттеровского соленоида	7	83	Кужекков С. Л., Иванков Ю. И., Колесникова Л. Д., Васина Л. В., Алтынпара Л. З. — Универсальные характеристики трансформаторов тока в переходном режиме короткого замыкания	2	9
Колечицкий Е. С. — Расчет электростатических полей с использованием интегральных уравнений первого рода	8	21	Мардер Л. И., Мызин А. Л. — Регрессионные и авторегрессионные модели прогнозирования показателей развития электроэнергетических систем	2	14
Гук И. П., Пацевич В. В., Эськов В. Д. — Предельные режимы стержневых электростатических генераторов	8	35	Железко Ю. С. — Погрешности определения потерь энергии в электрических сетях	2	19
Бондалетов В. Н. — Эквивалентные параметры при нестационарном распространении импульсного электромагнитного поля в проводнике	8	55	Беляков Н. Н., Рашкес В. С. — Способ ограничения перенапряжений при повторных включениях линий электропередачи	2	22
Михайлов В. М., Письменный Э. И. — Переходный процесс в разрядном контуре конденсатора с массивным ферромагнитным проводником	8	58	Якобс А. И., Королев С. Г., Коструба С. И. — Оценка уровня электробезопасности и новые нормы на характеристики заземляющих устройств электроустановок с большими токами замыкания на землю	2	28
Костин А. А. — Метод изображений при физическом моделировании магнитных полей	9	86	Борин В. И. — Изоляция элегазовых комплектных распределительных устройств	2	34

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Толмачев С. Т. — Расчет эффективной электропроводности (проницаемости) двухфазных сред с цилиндрическими включениями	2	39	Богданов В. А., Волков Р. П. — Анализ топологии электрической сети по данным телеметрии в АСДУ	5	24
Верещагин И. П., Морозов В. С., Пашин М. М. — Зарядка проводящих несферических частиц в поле коронного разряда	2	44	Ляпин А. Г., Семенов Ю. Н. — Электрическая прочность сжатых газов в коаксиальной системе электродов	5	29
Ивлев А. В., Калмыков Ю. К., Кибардин А. С., Кучинский В. Г., Морозов Ю. А. — Упрощенный метод расчета индуктивных накопителей	2	71	Верещагин И. П., Жуков В. А., Морозов В. С. — Ориентация вытянутых частиц при движении в электрическом поле	5	34
Буссель А. Г., Жирников Г. А., Обухова Е. П., Шаргородский В. Л. — Причины отключений воздушных линий 110—220 кВ	2	72	Косарев Б. И., Бычков А. Н. — Расчет напряжений «рельс — земля» при коротких замыканиях в тяговых сетях переменного тока	5	39
Плотников Э. А. — Прогноз нагрузок подстанций энергосистем на перспективу 5—10 лет	2	78	Карибов С. И. — Схемы плавного регулирования напряжения с высокими энергетическими показателями	5	61
Жежеленко И. В. — Компенсация реактивной мощности в электрических сетях с нелинейными нагрузками	3	1	Богушевич М. С., Власов С. П., Гурвич Н. Л., Сибаров Ю. Г., Сколотнев Н. Н., Табак В. Я., Шишкин Н. Ф., Ягудаев Б. М. — Первичные критерии электробезопасности при кратковременных воздействиях токов промышленной частоты	5	65
Бальян Р. Х., Рошаль М. И. — Анализ переходных процессов в кабельных линиях по корням характеристического уравнения	3	7	Сомов И. Я. — Исследование свойств релейных защит с нелинейными преобразователями	5	74
Шнелль Р. В., Китушин В. Г., Киселев В. В., Кулешов А. П. — Целесообразность применения деревянных опор на линиях электропередачи	3	73	Захар-Иткин М. Х. — Упрощенная модель короны и схема замещения источника помех на проводах линии электропередачи	6	57
Константинов Б. А., Жиллов Г. М., Кункс Э. И., Родионов В. П., Федотов Б. А. — Применение потребителей-регуляторов в энергосистемах	3	77	Глебов И. А., Каштелян В. Е., Кичаев В. В., Анисюткин В. К. — Комплексные модели электроэнергетических систем	7	1
Маркушевич Н. С. — Контроль и анализ качества напряжения в электрических сетях с помощью приборов САКН	3	79	Ледянкин Д. П., Литкенс И. В., Помазкин В. П., Пуго В. И. — Экспериментальные исследования (на динамической модели) некоторых вопросов результирующей устойчивости электрических систем	7	6
Глейзер Д. М., Юлдашев Х. — К определению оптимального режима работы ГЭС в энергосистеме	3	83	Мельзак И. Я., Хазина И. С., Чучукин Г. В. — Статистико-вероятностный анализ длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи	7	11
Тышко В. А., Погудин А. И. — Двухступенчатое мостовое импульсное реле	3	86	Кузьмичева К. И., Рашкес В. С., Хоециан К. В., Ивановский А., Кмечь А. — Ограничение внутренних перенапряжений в электропередачах 750 кВ синхронным включением серийных воздушных выключателей	7	14
Зейлидзон Е. Д., Смирнов Э. П., Федосеев А. М. — Основные свойства релейной защиты от коротких замыканий электроэнергетических систем	4	1	Базуткин В. В., Жаков Е. М., Бабунашвили З. В. — Формы волн при срезе напряжения	7	55
Гельфанд Я. С. — Согласование устройств релейной защиты распределительных сетей методом вольтамперных характеристик	4	7	Авруцкий В. А. — Статическое время запаздывания пробоя газовой изоляции при значительных перенапряжениях	7	58
Силаева Т. А., Назаров Ю. Г. — Способ защиты синхронных генераторов от витковых замыканий в обмотке статора	4	12	Ванин В. К., Енин А. С. — Реле направления мощности на операционных усилителях	7	70
Жуков Л. А., Цовьянов А. П., Ярных Л. В. — Эквивалентирование сложных электрических систем для расчета устойчивости	4	16	Кужеков С. А. — О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока	7	74
Веретенников Л. П., Корчагин Л. Н. — Оценка точности математических моделей автономных электроэнергетических систем	4	22	Лавров Г. Н., Швецкий Б. И. — Преобразователи трехфазной активной мощности электрической сети в цифровой код	7	77
Анисимов Л. П., Левин М. С., Покелис В. Г. — Методика расчета потерь энергии в действующих распределительных сетях	4	27	Быховский Я. Л., Емельянов Н. П., Семенов А. С., Шкарин Ю. П. — Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кВ	7	85
Власов С. П., Косарев Б. И., Воробьев В. А. — Расчет сложных заземлителей в неоднородных грунтах	4	31	Вайнер-Кротов В. С., Горский Ю. М., Перминова Э. В. — Динамические свойства генератора, зависящие от способа квантования сигналов в цифровом регуляторе возбуждения	8	4
Глушко В. И. — Способ уменьшения объема вычислений при расчете заземлителей в неоднородных грунтах	4	34	Краснова Н. С., Попов И. Н. — Системы циркулярного телеуправления для передачи команд при аварийных и нормальных режимах работы энергосистем	8	9
Пономарев А. М. — Анализ параметров передачи сигналов тональной частоты по электрическим сетям	4	38	Александров Г. Н. — Особенности развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках изоляционных конструкций	8	15
Апштейн Т. А. — Метод оптимизации суточного режима совместной работы ТЭС и ГЭС	4	73	Карякин Р. Н., Добрынин В. К. — Входное сопротивление протяженного вертикального заземлителя в многослойной земле	8	18
Гуревич Ю. Е. — Влияние конденсаторов на устойчивость асинхронных двигателей	4	75	Дубнов П. Ю. — Статистический анализ суточных режимов ГЭС в энергообъединении Юга	9	1
Веников В. А., Путятин Е. В., Туфанов В. А., Фокин Ю. А. — Некоторые вопросы надежности электроэнергетических систем	5	2	Воропай Н. И. — Эквивалентирование электроэнергетических систем при больших возмущениях	9	6
Копылов И. Б., Хачатуров А. А. — Методика нормирования и расчета надежности режимов межсистемных электропередач	5	12			
Червонный Е. М. — Статистическая оценка показателей надежности электрооборудования в системах электроснабжения	5	17			
Бронштейн Р. А. — Расчет надежности автоматических устройств энергосистем методом статистических испытаний	5	21			

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Рагозин А. А., Филичев О. Н., Шакарян Ю. Г. — Сравнительный анализ статической и динамической устойчивости асинхронизированных синхронных и синхронных машин	9	13	Колечицкий Е. С., Розенфельд М. И., Филиппов А. А. — Расчет электрического поля ЛЭП с проводами эллиптического сечения	11	67
Гельфанд Я. С., Зисман Л. С. — Алгоритмы дистанционных органов защит от междуфазных повреждений на длинных линиях электропередачи	9	18	Кокуркин Б. П., Слуцкий Л. С. — Разрядные характеристики опорной пирамидальной конструкции	11	70
Шнеерсон Э. М. — Приближенный анализ режимов трансформаторов тока с учетом нелинейности их характеристик	9	24	Нагорный В. В., Решидов И. К. — Влияние переходных процессов при электрических пробоях коронирующих промежутков на эффективность и надежность электрофильтров	11	81
Караев В. М., Шнулина Л. В., Юзбашев П. Р., Шильников В. И. — Расчет параметров линии электропередач над поверхностью моря	9	61	Гавенский Л. Я., Трифель М. С. — Расчет распределения тока и потенциала при катодной защите плоской поверхности затвора водосливной плотины	11	83
Ломазов Д. Б., Дьяков В. А., Ростовский В. И. — Унифицированная антикоррозионная защита	9	66	Богатырев Л. Л., Стихин Г. П. — Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем	12	6
Помазкин В. П., Гречин В. П. — Оценка запаса статической устойчивости синхронного генератора по напряжению	9	69	Козыренко В. Е., Альтшулер Э. Б., Шинаев А. Г. — Расчет полей сосредоточенных заземлителей в условиях многолетнемерзлых грунтов	12	16
Ржевский С. С. — К теории квазилинейного метода расчета параметров пляски проводов ВЛ без крутильных колебаний	9	71	Дульзон А. А., Куртенков Г. Е., Разин С. А., Яворский Н. А. — Исследование погрешностей измерения токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов	12	20
Королев Е. П., Либерзон Э. М. — Учет нелинейной нагрузки при расчете погрешностей трансформаторов тока	9	75	Маркович И. М., Кислов К. П., Хаинсон Я. И. — Использование экономико-математических моделей в прогнозировании развития энергетики	12	46
Поляков В. Е., Федотов В. П., Орлов В. А. — Построение минимальных диагностических тестов для сложных релейных защит	9	78	Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е. — Обобщение статической характеристики нагрузки $Q=f(U)$	12	48
Решетникова Н. Д., Сбродов Г. П. — Тестовые последовательности для комбинационных схем вторичной коммутации	9	82	Панкратова Е. А. — Компенсация высших гармонических токов, генерируемых регулируемым статическим источником реактивной мощности	12	55
Руденко Ю. Н., Ушаков Е. И. — Об определении запасов статической устойчивости электроэнергетических систем	10	13	Калентиюнок Е. В., Файбисович В. А. — Нарушение устойчивости в узле нагрузки с неидентичными параметрами двигателей	12	58
Вайнер И. Г., Крючков И. П. — Кривые изменения периодической составляющей тока короткого замыкания мощных генераторов с учетом влияния энергосистемы	10	53	Добрусин Л. А., Павлович А. Г. — Влияние конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства на несинусоидальность напряжения сети	12	71
Жуков В. В., Неклепаев Б. Н. — Эквивалентное сопротивление обратной последовательности узлов комплексной нагрузки	10	57	Электрические машины и трансформаторы		
Артибилов М. А., Бурляй И. В., Голубин Е. А., Кырчанова З. И. — Управление режимом работы энергообъединения по частоте и активной мощности с использованием ЦВМ	10	66	Гуревич Э. И., Филиппов И. Ф., Хуторецкий Г. М. — Перспективы газового охлаждения роторов мощных турбогенераторов	1	31
Джуварлы Ч. М., Юсиф-заде Т. А. — Плотность распределения длительностей перенапряжений при коммутациях	10	69	Данилевич Я. Б., Яковлев В. И. — Потери в нажимных пальцах турбогенераторов	1	35
Цапенко Е. Ф. — Определение проводимости фаз относительно земли под рабочим напряжением в сетях с изолированной нейтралью до 1000 в	10	70	Постников И. М., Остапчук Л. Б., Постников В. И. — Годограф тока и параметры массивного ротора асинхронной машины	1	38
Фатеева И. В., Шеренцис А. Н. — Влияние конструкции расщепленной фазы на пропускную способность линий электропередачи переменного тока сверхвысокого напряжения	11	1	Инкин А. И., Казанский В. М. — Эквивалентные преобразования активных зон во вращающихся электрических машинах	1	42
Попков В. И., Томазов А. И. — Снижение потерь энергии на корону в линиях электропередачи при регулировании напряжения	11	10	Шапиро А. С. — Электромагнитное поле и потери в ярме статора мощного турбогенератора при вынутае роторе	1	45
Александров Г. Н., Герасимов Ю. А., Редков В. П. — Электрическая прочность системы воздушных промежутков между скрещивающимися проводами над землей	11	15	Глебов И. А., Васильевский С. П., Шулаков Н. В., Ключников А. Т., Трефилов В. А. — Каскадный пуск генераторов-двигателей ГАЭС	1	49
Аберсон М. Л. — Об основах нормирования отклонений напряжения в электрических распределительных сетях	11	19	Морозова Ю. А., Безруких П. П., Соловьев А. И., Бурухин Г. П., Филиппов Ю. А. — Исследование высокочастотной системы возбуждения синхронных машин	1	80
Кискачи В. М. — Защита генераторов энергоблоков от замыканий на землю в обмотках статора	11	25	Балагуров В. А., Ледовский А. Н., Сугробов А. М. — Определение высших гармоник напряжения и тока трехфазных индукторных генераторов	2	66
Ставровский А. Н. — Повышение точности оперативного прогноза графиков суммарной нагрузки электропотребления энергообъединений и энергосистем	11	55	Варлей В. В. — Электромагнитный момент синхронно-реактивных электродвигателей с электромеханической редукцией скорости	2	82
Айзенфельд А. И. — Влияние заземления одной из параллельных ВЛ на методику определения места повреждения	11	58	Паластин Л. М. — Физические особенности индуктивных сопротивлений добавочного рассеяния явнуполосных синхронных машин	3	14
Клеменц Г., Шуляк В. Г., Роте К. — Релейная защита линий электропередачи ГДР	11	60	Копылов И. П., Каросас И. И., Кузнецов Н. Л., Артемьев В. А. — Оптимизация переходных процессов в сварочных генераторах постоянного тока	3	24

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Перов Н. В. — Уравнения напряжений на обмотках трехфазного трансформатора при установившихся коротких замыканиях	3	28	Каасик П. Ю., Степанов П. П. — Анализ параметров и электромагнитного момента шаговых реактивных двигателей с распределенной зубцовой зоной	10	24
Олейников А. М. — Экспериментальное сравнение асинхронных двигателей с короткозамкнутым и двухслойным роторами в различных режимах работы	3	70	Алиевский Б. Л., Бертинов А. И., Исаев В. К., Орлов В. Л., Шерстюк А. Г. — Анализ униполярного двигателя IRD со сверхпроводящим индуктором	10	27
Юринов В. М., Харитонов В. В., Злобина О. А. — Эквивалентные схемы замещения цепи возбуждения ударного униполярного генератора цилиндрического типа	3	84	Тийсмус Х. А. — Гидромеханические характеристики линейных индукционных МГД-двигателей	10	39
Аветисян Дж. А., Страхова Г. И., Хан В. Х. — Решение задач оптимального проектирования электрических машин с помощью разбиения на подзадачи	4	53	Паластин Л. М. — Новые типы высокоиспользованных бесконтактных торцевых синхронных машин	11	32
Ермилов М. А., Глухов О. М. — К расчету магнитного поля в активной зоне гистерезисной муфты	4	61	Ковалев Е. Б., Расков Ю. В., Голанд Б. С. — Статистический анализ и расчет нагрева асинхронных электродвигателей	11	38
Шаров В. С., Галкин В. И. — Максимальная центрирующая сила при магнитном подвесе ротора с резонансной схемой регулирования	4	70	Несвижский Е. И. — Метод определения нагрева массивных роторов неявнополюсных синхронных двигателей при пусках	11	64
Соколов Н. И., Сумцов И. А., Кременецкий А. М. — Ресинхронизация синхронных двигателей многократной форсировкой возбуждения	5	43	Засыпкин А. С., Бердов Г. В., Середин М. М. — Определение параметров силового трансформатора с насыщенным магнитопроводом	12	
Паластин Л. М. — Определение индуктивного сопротивления добавочного рассеяния явнополюсных синхронных машин	5	48	Сипайлов Г. А., Лоос А. В. — Использование намагничивающего действия реакции якоря в импульсных генераторах	12	
Абрамович Б. Н., Гриншпан С. Я., Плакс А. И. — Возбудитель синхронных двигателей с тиристором в нулевом выводе силового трансформатора	5	55	Баруздин А. П. — Магнитная вибрация и шум явнополюсных синхронных машин	12	
Арешян Г. Л. — Теория переходных процессов однофазных индукторных генераторов с пульсирующим потоком	5	58	Данилевич Я. Б., Колчанов В. Г. — Добавочные потери в обмотке статора турбогенератора от продольного магнитного поля в лазах	12	
Федоров В. Ф. — Метод расчета колебаний тока возбуждения мощной бесщеточной синхронной машины при асинхронном пуске	5	76	Сеидюров В. М. — Анализ несимметричного режима синхронной машины в системе координат $d, q, 0$	12	
Дачев А. П. — Потери от циркулирующих токов в обмотках трансформаторов с транспозицией де Бюда при произвольном числе параллельных ветвей	5	78	Электрические аппараты, электротехнические материалы, кабели		
Каспаров Э. А. — Оценка эффективности АРВ- q для снижения качаний синхронной машины при электромеханическом резонансе	7	20	Калинин И. А., Хохлов А. В. — Расчет внешнего поля постоянных магнитов стержневой формы с учетом свойств магнитного материала	1	62
Фарбовский А. А. — Магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся дисковым ротором	7	28	Жуков Н. В. — Фотоактивное излучение искрового разряда и фотоионизация воздуха	1	66
Сивокобыленко В. Ф., Совпель В. Б. — О синтезе схем замещения асинхронных машин по частотным характеристикам	7	33	Блок В. М. — Выбор оптимальных сечений проводов и кабелей по кривым экономических интервалов	1	78
Бунин А. Г., Конторович Л. Н. — Расчет импульсных перенапряжений в обмотках трансформаторов с учетом влияния магнитопровода	7	50	Афанасьев В. В., Добрянская Н. А. — Математическая модель процесса развития начальной длины непрерывного лидера в длинных воздушных промежутках	3	12
Резин М. Г., Мурджикиан М. Г., Сарапулов Ф. П. — Асинхронный двигатель с разомкнутыми магнитопроводом и изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой ротора	7	68	Беспалов В. Д., Конотоп В. В., Фертик С. М. — Удельные экономические характеристики импульсных конденсаторов	3	68
Столлов Л. И., Афанасьев А. Ю., Ложеницын В. С. — Скос проводников в печатных обмотках торцевых машин переменного тока	7	80	Рашкес В. С., Хоециан К. В., Вишневский Ю. И. — Электромеханические характеристики воздушных выключателей серии ВВБ	4	41
Жуловян В. В. — Основные соотношения и сравнительная оценка синхронных двигателей с электромагнитной редукцией скорости	8	25	Колесов С. П., Бунят-заде А. А., Балабан Н. П., Путинцев В. А., Колесов И. С. — Электрические свойства полиэтилена в зависимости от молекулярной массы	4	89
Крайз А. Г., Домантовский Г. З., Лозница Т. С. — Трансформатор для поперечного регулирования автотрансформатора 750/330 кВ	8	40	Крижанский С. М. — Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа	6	1
Панфилов Н. А. — Расчет характеристик синхронных генераторов с учетом насыщения	8	61	Авдонин А. В., Егоров В. Г., Серяков К. И. — Математическое моделирование электрической дуги отключения	6	5
Куликов А. А. — Расчет магнитной и электрической цепей машин с постоянными магнитами в стационарном и нестационарном режимах	8	63	Каплан В. В. — Об энергетической теории гашения электрической дуги в воздушных выключателях высокого напряжения	6	8
Вольдек А. И., Толвинская Е. В. — Основы теории и методики расчета характеристик линейных асинхронных машин	9	29	Бронштейн А. М., Быковец Ю. Я. — Спектрографические исследования дуги в элегазе вблизи перехода тока через нуль	6	11
Глазков В. П. — Расчет параметров ферромагнитного зубчатого ротора	9	37	Курочкин А. К., Лепер Д. П., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л. — Восстанавливающаяся электрическая прочность выключателей при остаточной проводимости межконтактного промежутка	6	14
Фикс И. Г. — Анализ магнитного поля обмоток сложной конфигурации методом гармонической аппроксимации	10	17	Лебедев Г. А., Годулян В. В., Остапенко Е. И. — Влияние внешних очертаний аппаратной изоляции на ее электрическую прочность при загрязнении	6	18

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.	Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. — Оптические трансформаторы тока для систем сверхвысокого напряжения	6	21	Родькин Д. И., Каневский В. В. — Энергопотребление вентиляльных преобразователей в неустановившихся режимах работы привода	3	38
Бортник И. М., Панов А. А., Вариводов В. Н., Горюнов Б. А., Строковский Л. И. — Кабели большой пропускной способности с газовой изоляцией	6	31	Бунаков В. Л., Мелихов Н. Н., Морозов В. А. — Усовершенствование схем ограничения и регулирования тока в электроприводах	3	66
Афанасьев В. В., Добрянская Н. А. — Стохастические процессы при развитии разряда в длинных воздушных промежутках	6	35	Вайнтриб О. Ш., Вейнгер А. М., Гендельман Б. Р. — Система управления синхронным двигателем с подчиненной системой регулирования	4	45
Чернышев Н. М., Щеглов И. П. — О нормировании восстанавливающегося напряжения для выключателей на номинальные напряжения 110 кВ и выше	6	39	Остреров В. М., Шевченко Б. П. — Применение переключающих функций при моделировании на АВМ широтно-импульсных электроприводов постоянного тока	4	49
Брон О. Б., Молчанов В. Д. — Проблемы повышения номинальных токов выключающих аппаратов	6	43	Сабинин Ю. А., Кулешов В. И., Шмырева М. М. — Аналоговая модель силового дискретного электропривода с шаговым двигателем и автономным источником питания	5	84
Брон О. Б., Мессерман Н. Г., Мясникова Н. Г., Петухова Н. И. — Термическая устойчивость деталей электрических аппаратов с водяным охлаждением	6	49	Барышников В. Д., Шестаков В. М., Аполенский В. П. — Оптимизация динамических процессов в секционном электроприводе бумагоделательных машин	6	76
Бирюков Г. В., Вербицкий В. Д., Еремин В. И., Горшков В. С. — Многоканальная оптическая система управления высоковольтными электрическими аппаратами	6	51	Глазенок Т. А., Синицын В. А., Герман-Галкин С. Г. — Тиристорные широтно-импульсные преобразователи с регулируемым запасом энергии в коммутирующих устройствах	7	36
Варшавский Д. С., Юдина И. Н., Кравчук Г. М. — О стабильности маловязкого полиизобутилена в переменном электрическом поле	6	52	Бородин И. В., Вейнгер А. М., Серый И. М., Янко-Триницкий А. А. — Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем	7	41
Ходжаев К. Ш. — Синтез электромагнитов, предназначенных для возбуждения вибрации	6	63	Марков В. Г., Решмин Б. И., Цаллагов А. П., Ямпольский Д. С. — Улучшение динамических качеств реверсивного вентиляльного электропривода при работе без уравнивающих токов	9	42
Брон О. Б., Лярский Б. А. — Движение электрической дуги в продольных изоляционных щелях	7	61	Дацковский Л. Х., Тарасенко Л. М., Кузнецов И. С., Бабичев Ю. Е. — Синтез систем подчиненного регулирования в асинхронных электроприводах с непосредственными преобразователями частоты	9	48
Буль Б. К., Абдуллаев Я. Р., Гераськов В. Л. — Электромагнитные устройства на принципе индукционной подвески	8	44	Подважных А. С., Шаров С. Н. — Исследование вынужденных колебаний электромеханического привода с люфтом и инерционным ведомым телом	12	34
Петров В. П. — Сравнительный анализ схем отключения катушек электромагнитных механизмов	8	50	Быстров А. М., Глазунов В. Ф. — Расчет переходных процессов в многодвигательных электроприводах постоянного тока	12	37
Харазов К. И. — Коэффициент запаса по срабатыванию магнитоуправляемых контактов (герконов)	9	84	Электрический транспорт, электрические печи		
Белкин Г. С., Данилов М. Е., Лукацкая И. А., Перов В. В. — Влияние структуры контактного материала на ток среза в вакуумных выключателях	10	60	Ефремов И. С., Пролыгин А. П., Гушо-Малков Б. П. — Состояние и перспективы развития пассажирского и грузового электроавтомобильного транспорта	1	1
Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. — Определение параметров схемы замещения диэлектрика и расчет потерь при несинусоидальном напряжении	11	73	Нус Г. С. — Определение основных параметров рудовосстановительных электропечей	2	49
Климова Н. С. — Способ пороговой оптимизации конструктивных и электрических характеристик исследуемого устройства	11	79	Марков Н. А., Тонникова Л. С., Шелушенина О. Н. — Электромагнитный перенос мощности в трехфазных дуговых электропечах при несимметричных токах фаз	4	77
Трегубов В. А. — Аналитическое представление параметров основного и частного циклов гистерезиса магнитно-твердых материалов	12	52	Марков Н. А., Шелушенина О. Н. — Сопротивление переноса мощности электропечной короткой сети, соединенной треугольником на электродах	10	48
Романенко И. Н. — Анализ основных характеристик системы параллельных импульсных дуг в плотных газах	12	63	Галактионов Г. С., Рабинович В. Л., Минеев Р. В., Ефремов В. И., Галактионова Н. М., Цуканов В. В. — Математическая модель электрического контура дуговой сталеплавильной печи	11	76
Ставракев Ж. А., Самоковлийски Д. А. — Устройство для измерения сопротивления электрической изоляции и относительных поляризационных напряжений	12	69	Рогачев А. А. — Сравнение систем стабилизации выходного напряжения источника питания установок индукционного нагрева	11	87
Электропривод			Автоматика и преобразовательная техника		
Бардачевский В. Т., Бойчук Б. Г. — Синтез замкнутых систем электроприводов с заданными переходными процессами	1	54	Бернштейн И. Я., Хорт М. А. — Энергетические характеристики преобразователя частоты при попередном управлении группами вентиля	1	69
Бургин Б. Ш. — Исследование абсолютной устойчивости нелинейной системы электропривода с упругой связью	1	59	Домрачев В. Г., Куренков Н. И. — К определению магнитной проводимости воздушного зазора		
Никитин В. М., Поздеев А. Д., Сабинин Ю. А. — Качество регулирования в вентиляльном электроприводе с учетом дискретности и полууправляемости выпрямителя	2	53			
Кожевников К. И. — Экстремальное управление позиционным электроприводом с оптимизацией точности обработки перемещений	3	33			

Автор и название статьи	№№ журн.	Стр.
электромеханических кодоимпульсных модуляторов	1	83
Шейна Г. П. — Транзисторный формирователь импульсов для тиристоров	1	86
Грабовецкий Г. В. — Некоторые вопросы динамики вентильных преобразователей частоты	2	58
Салютин А. А., Здрок А. Г. — Параллельная работа двух выпрямителей на общую нагрузку	2	61
Асиновский Э. Н., Мишин В. С. — Коррекция погрешностей синусно-косинусных трансформаторов	3	43
Милиц М. Я., Махотин Н. Д., Пунгин Л. М., Самойленко Б. Ф. — Расчет электромагнитного поля многополюсного индукционного датчика угла поворота	3	48
Каганов И. Л., Дьяконов В. П., Зиенко С. И. — Лавинные транзисторы в схемах фазового управления тиристорами	3	60
Голубев Ф. Н., Латышко В. Д. — Построение непрерывной составляющей напряжения регулируемого вентильного преобразователя	3	63
Сафонов Л. Н. — Интегральный эффект в многополюсных датчиках угла	4	56
Саркисов Г. А., Фридман П. М. — Оптимизация структур выходных фильтров статических преобразователей при активно-реактивной нагрузке	4	80
Обрусник В. П. — Импульсно-управляемые ферромагнитные устройства для преобразовательной техники	5	69
Кошечев Л. Г. — Улучшение коммутационной способности контуров коммутации тока автономных инверторов высокой частоты	7	46
Волотковский С. А., Ульшин В. А., Чернявский В. Н. — Исследование двухтактных импульсных преобразователей для управления тяговыми двигателями	8	30
Кулик В. Д. — Способы и устройства широтного регулирования напряжения резонансных тиристорных инверторов	9	57
Зубов М. А., Матюхина Л. И., Михалев А. С. — Нелинейная компенсация инерционности исполнительных двигателей автоматических систем	9	64
Данилов В. П. — Анализ квазистационарных электромагнитных процессов частотно-импульсного преобразователя	10	33
Быков Ю. М., Пар И. Т. — Исследование процесса вытеснения одной вентильной группы тиристорного циклоконвертора	10	42
Салютин А. А., Здрок А. Г. — Анализ параллельной работы управляемого выпрямителя и аккумуляторных батарей на активно-индуктивную нагрузку	10	45
Карибов С. И., Симонян В. Р. — Способ регулирования выпрямленного напряжения с максимальным и неизменным коэффициентом мощности	10	71
Павлов Ю. П., Рудаков В. В. — О низкочастотных колебаниях выходного напряжения преобразователей частоты	10	73
Ковалев Ф. И., Мустафа Г. М., Завьялов В. И., Шаранов И. М. — Способ управления стабилизированными преобразователями в режиме прерывистых токов	10	75
Колесов Ю. А. — Определение статических характеристик магнитного подвеса	11	41
Карпов В. А., Левченко В. В. — Топологический метод формирования систем уравнений каскадного преобразователя для цифрового динамического моделирования	11	48
Высочанский В. С. — Узлы коммутации инверторов напряжения	12	28
Мусин А. Х., Шмойлов А. В. — Анализ управляемости фазой колебаний индуктивного параметрона	12	75
Земан С. К., Кобзев А. В., Обрусник В. П. — Сравнительный анализ систем заряда аккумуляторных батарей асимметричным током	12	66

Автор и название статьи	№№ журн.	Стр.
Дискуссии		
Поспелов Г. Е., Гурский С. К., Шур Е. В. — по статье Фокина Ю. А., Чан Динь Лонга «Структурный анализ и методы оценки надежности сложных схем электроснабжения». Ответ авторов	2	85
Гершенгорн А. И., Давыдов И. С., Мельзак И. Я., Филиппова И. А. — по статье Быховского Я. Л., Емельянова Н. П., Семенова А. С., Шкарина Ю. П. «Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кВ»	7	87
Морозовский В. Т., Веников В. А., Строев В. А., Совалов С. А., Маркович И. М., Баринев В. А., Арзамасцев Д. А., Рудницкий М. П., Морошкин Ю. В., Соломаха М. И., Костюк О. М. — по статье Цукерника Л. В. «О критике теории статической устойчивости энергосистем». Ответ автора	8	66
Ларионов В. П., Базелян Э. М., Колечицкий Е. С., Лемке Е., Мош В. — по статье Горина Б. Н., Шкилева А. В. «Развитие электрического разряда в длинных промежутках при импульсном напряжении положительной полярности». Ответ авторов	10	79
Зайцев Г. З., Пиковский А. А., Иванцов В. А. — по статье Аберсона М. Л., Сысоева Л. Н. «Вероятностные характеристики напряжения в электрических сетях». Ответ авторов	12	78

Автор и название статьи	№№ журн.	Стр.
Хроника		
Вчерашний В. П., Дуплева С. Г. — Информация о научно-технической конференции ВИНТИ	1	92
Тареев Б. М. — 50 лет работы секции электрической изоляции НТОЭ и ЭП	3	90
Кудров К. П. — К десятилетию Совета старейших энергетиков	3	91
Неклепаев Б. Н. — Всесоюзное научное совещание «Вопросы эксплуатации и проектирования электрической части электростанций»	7	90
Читательская конференция журнала «Электричество»	8	94
Вчерашний В. П., Дуплева С. Г. — Юбилей РЖ «Электротехника и энергетика»	11	91
Александр Антонович Смуров (К 90-летию со дня рождения)	6	91
Александр Александрович Горев (К 90-летию со дня рождения)	6	92

Автор и название статьи	№№ журн.	Стр.
Юбилей		
Академик Михаил Полиевктович Костенко (К 85-летию со дня рождения)	1	91
Член-корреспондент АН АрмССР Г. Т. Адонц (К 60-летию со дня рождения)	2	92
Доктор технических наук, профессор Г. Н. Тер-Газарян (К 60-летию со дня рождения)	2	33
Вячеслав Семенович Тулин (К 70-летию со дня рождения)	3	92
Татьяна Анатольевна Глазенко (К 50-летию со дня рождения)	3	93
Профессор Константин Михайлович Поливанов (К 70-летию со дня рождения)	4	91
Доктор технических наук, профессор Лев Гразданович Мамиконянц (К 60-летию со дня рождения)	4	91
Олег Владимирович Щербачев (К 60-летию со дня рождения)	4	92
Николай Иванович Борисенко (К 75-летию со дня рождения)	5	91
Доктор технических наук, профессор А. И. Бертинов (К 70-летию со дня рождения)	5	91
Профессор И. К. Федченко (К 70-летию со дня рождения)	5	92

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
С. И. Рабинович (К 70-летию со дня рождения)	6	93
Абрам Борисович Чернин (К 70-летию со дня рождения)	7	93
Андроник Гевондович Иосифьян (К 70-летию со дня рождения)	9	93
Профессор Е. М. Синельников (К 70-летию со дня рождения)	9	94
Георгий Михайлович Каялов (К 70-летию со дня рождения)	10	89
Дмитрий Павлович Ледянкин (К 60-летию со дня рождения)	11	90
Николай Афанасьевич Тищенко (К 70-летию со дня рождения)	12	83

Некрологи

Доктор техн. наук, проф. Г. В. Буткевич	2	94
Исаак Моисеевич Маркович	4	93
Николай Николаевич Щедрин	5	93
Памяти академика Л. Р. Неймана	7	92
Михаил Арсеньевич Петров	10	93
Василий Григорьевич Холмский	12	83

Библиография

Манойлов В. Е.—Рецензия на книгу Андреева В. С. «Кондуктометрические методы и приборы в биологии и медицине»	5	90
--	---	----

Автор и название статьи	№ журн.	Стр.
Щербаков В. К., Чебан В. М., Идельчик В. И.—Рецензия на книгу «Электрические системы» (учебное пособие), т. V, под ред. проф. В. А. Веникова	7	89
Веников В. А., Глазунов А. А., Князевский Б. А., Липкин Б. Ю.—Рецензия на книгу Будзко И. А., Гессена В. Ю., Левина М. С. «Электроснабжение сельскохозяйственных предприятий и населенных пунктов»	9	91

Разные статьи и информации

Павлов Л. И., Фонарева М. В.—По страницам технических журналов	1	88
Горбунцов А. Ф., Гурин В. В.—О вероятностной оценке электрических характеристик высоковольтной изоляции («Заметки и письма»)	5	89
Павлов Л. И., Фонарева М. В.—по страницам технических журналов	6	86
Герасимов В. Н., Усов С. В.—Энергетика Ленинграда в дни блокады	8	1
По страницам технических журналов	10	85
Рубинчик В. А.—по поводу статьи «Релейная защита линий электропередачи ГДР»	11	89
Чиликин М. Г.—Московский энергетический институт (К 70-летию со дня основания института)	12	1

Алфавитный указатель авторов статей

А

Абдуллаев Я. Р. 8, 44
Аберсон М. Л. 11, 19; 12, 79
Абрамович Б. Н. 5, 55
Авдонин А. В. 6, 5
Аветисян Дж. А. 4, 53
Авруцкий В. А. 7, 58
Акшанов Б. С. 12, 77
Айзенфельд А. И. 11, 58
Александров Г. Н. 8, 15; 11, 15
Алиевский Б. Л. 10, 27
Алтыниара Л. З. 2, 9
Альтшулер Э. Б. 12, 16
Анисимов Л. П. 4, 27
Анисюткин В. К. 7, 1
Аполенский В. П. 6, 76
Апштейн Т. А. 4, 73
Арзамасцев Д. А. 8, 70
Арешян Г. Л. 5, 58
Артемьев В. А. 3, 20
Артибилов М. А. 10, 66
Артышевский П. П. 6, 73
Асиновский Э. Н. 3, 43
Афанасьев А. Ю. 7, 80
Афанасьев В. В. 3, 12; 6, 21; 6, 35

Б

Бабичев Ю. Е. 9, 48
Бабунашвили З. В. 7, 55
Базелян Э. М. 10, 80
Базуткин В. В. 1, 26; 7, 55
Балабан Н. П. 4, 89
Балагуров В. А. 2, 66
Бальян Р. Х. 3, 7
Бардачевский В. Т. 1, 54
Баринев В. А. 8, 68
Баруздин А. П. 12, 50
Барышников В. Д. 6, 76
Безруких П. П. 1, 80
Белкин Г. С. 10, 60
Беляков Н. Н. 2, 22
Бердов Г. В. 12, 24
Бережной А. В. 1, 74
Бернштейн И. Я. 1, 69
Бертинов А. И. 10, 27
Беспалов В. Д. 3, 68
Бирюков Г. В. 6, 51
Блок В. М. 1, 78

Богатырев Л. Л. 12, 6
Богданов В. А. 5, 24
Боголюбов В. Е. 4, 68
Богусевич М. С. 5, 65
Бойчук Б. Г. 1, 54
Болотин И. Б. 10, 63
Бондалетов В. Н. 8, 55
Борин В. Н. 2, 34
Бородин И. В. 7, 41
Бортник И. М. 6, 31
Брон О. Б. 6, 43; 6, 49; 7, 61
Бронштейн А. М. 6, 11
Бронштейн Р. А. 5, 21
Будович В. Л. 1, 22
Буль Б. К. 8, 44
Бунаков В. Л. 3, 66
Бунин А. Г. 7, 50
Бунят-заде А. А. 4, 89
Бургин Б. Ш. 1, 59
Бурляй И. В. 10, 66
Бурухин Г. Н. 1, 80
Буссель А. Г. 2, 72
Быков Ю. М. 10, 42
Быковец Ю. Я. 6, 11
Быстров А. М. 12, 37
Быховский Я. А. 7, 85
Бычков А. Н. 5, 39

В

Вайнер И. Г. 10, 53
Вайнер-Кротов В. С. 8, 4
Вайнтриб О. Ш. 4, 45
Вания В. К. 7, 70
Вариводов В. Н. 6, 31
Варлей В. В. 2, 82
Варшавский Д. С. 6, 52
Васильевский С. П. 1, 49
Васина Л. В. 2, 9
Вишневецкий Ю. И. 4, 41
Вейнгер А. М. 4, 45; 7, 41
Веников В. А. 5, 2; 8, 68; 9, 91
Вербицкий В. Д. 6, 51
Веретенников Л. П. 4, 22
Верещагин И. П. 2, 44; 5, 34
Власов С. П. 4, 31; 5, 65
Волков Р. П. 5, 24
Волкова Е. А. 1, 18
Волотковский С. А. 8, 30
Вольдек А. И. 9, 29
Воробьев В. А. 4, 31

Воропаев П. В. 10, 8
Воропай Н. И. 9, 6
Воротницкий В. Э. 1, 29
Вчерашний В. П. 1, 92; 11, 91
Высочанский В. С. 12, 28

Г

Гавенский Л. Я. 11, 83
Галактионова Н. М. 11, 76
Галактионов Г. С. 11, 76
Галкин В. И. 4, 70
Гамм А. З. 1, 12
Гельфанд Я. С. 4, 7; 9, 18
Гендельман Б. Р. 4, 45
Герасимов В. Н. 8, 1
Герасимов Ю. А. 11, 15
Герасков В. Л. 8, 44
Герман-Галкин С. Г. 7, 36
Гершенгорн А. И. 7, 87
Глазенико Т. А. 7, 36
Глазков В. П. 9, 37
Глазунов А. А. 9, 91
Глазунов В. Ф. 12, 37
Глебов И. А. 1, 49; 7, 1
Глейзер Д. М. 3, 83
Глухов О. М. 4, 61
Глушко В. И. 4, 34
Годуля В. В. 6, 18
Голуб И. И. 1, 12
Голубев Ф. Н. 3, 63
Голубин Е. А. 10, 66
Голланд Б. С. 11, 38
Горбунцов А. Ф. 5, 89
Горин Б. Н. 10, 83
Горский Ю. М. 8, 4
Горшков В. С. 6, 51
Горюнов Б. А. 6, 31
Грабовецкий Г. В. 2, 58
Грач И. М. 5, 86
Гречин В. П. 9, 69
Гриншпан С. Я. 5, 55
Гук И. П. 8, 35
Гурвич Н. Л. 5, 65
Гуревич Э. И. 1, 31
Гуревич Ю. Е. 4, 75; 12, 48
Гурин В. В. 5, 89
Гурский С. К. 2, 85
Гусев Г. Г. 4, 68
Гущо-Малков Б. П. 1, 1

Д

Давыдов И. С. 7, 88
Данилевич Я. Б. 1, 35; 12, 60
Данилов В. П. 10, 33
Данилов М. Е. 10, 60
Дацковский Л. Х. 9, 48
Дачев А. П. 5, 78
Джуварлы Ч. М. 10, 69
Дмитренко А. М. 2, 1
Добрусин Л. А. 12, 71
Добрынин В. К. 8, 18
Добрянская Н. А. 3, 12; 6, 35
Домантовский Г. З. 8, 40
Домрачев В. Г. 1, 83
Дубнов П. Ю. 9, 1
Дульзон А. А. 12, 20
Дуплева С. Г. 11, 92; 11, 91
Дьяков В. А. 9, 66
Дьяконов В. П. 3, 60

Е

Егоров В. Г. 6, 5
Емельянов Н. П. 7, 85
Енин А. С. 7, 70
Еремин В. И. 6, 51
Ермилов М. А. 4, 61
Ермуратский В. В. 11, 73
Ермуратский П. В. 11, 73
Есенин В. В. 9, 88
Ефремов В. И. 11, 76
Ефремов И. С. 1, 1

Ж

Жаков Е. М. 7, 55
Жежеленко И. В. 3, 1
Железко Ю. С. 2, 19
Жилов Г. М. 3, 77
Жирников Г. А. 2, 72
Жуков В. А. 5, 34
Жуков В. В. 10, 57
Жуков Л. А. 4, 16
Жуков Н. В. 1, 66
Жуловян В. В. 8, 25

З

Завьялов В. И. 10, 75
Зайцев Г. З. 12, 78
Запороженко С. И. 1, 26
Засыпкин А. С. 12, 24
Захар-Иткин М. Х. 6, 57
Здрок А. Г. 2, 61; 10, 45
Зейлигер А. Н. 1, 18
Зейлидзон Е. Д. 4, 1
Земан С. К. 12, 66
Зенко С. И. 3, 60
Зисман Л. С. 9, 18
Злобина О. А. 3, 84
Зубков В. П. 6, 21
Зубов М. А. 3, 64

И

Иванков Ю. И. 2, 9
Ивановский А. 7, 14
Иванцов В. А. 12, 78
Ивлев А. В. 2, 71
Идельчик В. И. 7, 89
Иткин А. И. 1, 42; 4, 64
Иссель Ю. Я. 4, 84; 9, 89
Исеев В. К. 10, 27

К

Каасик П. Ю. 10, 24
Каганов И. Л. 3, 60
Казанский В. М. 1, 42
Калентионок Е. В. 12, 58
Калинин И. А. 1, 62
Калмыков Ю. К. 2, 71
Каневский В. В. 3, 38
Каплан В. В. 6, 8
Каплинский Э. М. 1, 18
Караев В. М. 9, 61
Карибов С. И. 5, 61; 10, 71
Каросас И. И. 3, 20
Карпов В. А. 11, 48
Карякин Р. Н. 8, 18
Каспаров Э. А. 7, 20
Каштелян В. Е. 7, 1
Кессельман Д. Я. 1, 12
Кибадин А. С. 2, 71
Киселев В. В. 3, 73
Кискачи В. М. 11, 25
Кислов К. П. 12, 46
Китушин В. Г. 3, 73
Княев В. В. 7, 1
Клеменц Г. И. 60
Кленов Г. А. 9, 90
Климова Н. С. 11, 79
Ключников А. Т. 1, 45

Кмечь А. 7, 14
Князевский Б. А. 9, 91
Кобзев А. В. 12, 66
Ковалев Е. Б. 11, 38
Ковалев Ф. И. 10, 75
Коган М. Г. 3, 56
Коген-Далин В. В. 7, 65
Кожевников К. И. 3, 33
Козыренко В. Е. 12, 16
Кокуркин Б. П. 11, 70
Колесникова Л. Д. 2, 9
Колесов И. С. 4, 89
Колесов С. Н. 4, 89
Колесов Ю. А. 11, 41
Колечицкий Е. С. 8, 21; 10, 81; 11, 67
Колчанов В. Г. 12, 60
Конотоп В. В. 3, 68
Константинов Б. А. 3, 77
Конторович Л. Н. 7, 50
Конькова Э. Г. 4, 86
Коняев Ю. А. 7, 65
Копылов И. В. 5, 12
Копылов И. П. 3, 20
Королев Е. П. 9, 75
Королев С. Г. 2, 28
Корчагин Л. Н. 4, 22
Косарев Б. И. 4, 31; 5, 39
Костин А. А. 9, 86
Коструба С. И. 2, 28
Костюк О. М. 7, 79
Кошечев Л. Г. 7, 46
Кравчук Г. М. 6, 52
Крайз А. Г. 8, 40
Краснова Н. С. 8, 9
Крастина А. Д. 6, 21
Крижанский С. М. 6, 1
Крючков И. П. 10, 53
Кудров К. П. 3, 91
Кужескин И. П. 1, 22
Кужиков С. Л. 2, 9; 7, 74
Кузнецов И. С. 9, 48
Кузнецов Н. Л. 3, 20
Кузьмичева К. И. 7, 14
Кулешов А. П. 3, 73
Кулешов В. И. 5, 84
Кулиев З. Я. 10, 8
Кулик В. Д. 9, 57
Куликов А. А. 8, 63
Куликовский Л. Ф. 4, 85
Кункс Э. И. 3, 77
Курбатов В. М. 6, 84
Курбатов П. А. 7, 65
Куренков Н. И. 1, 83
Курочкин А. К. 6, 14
Куртенов Г. Е. 12, 20
Кучинский В. Г. 2, 71
Кырчанова З. И. 10, 66

Л

Лабунец И. А. 3, 34
Лавров Г. Н. 7, 77
Лазебник А. И. 1, 18
Ларионов В. П. 10, 79
Латышко В. Д. 3, 63
Лебедев Г. А. 6, 18
Левин М. С. 4, 27
Левинтов С. Д. 4, 82
Левченко В. В. 11, 48
Ледовский А. Н. 2, 66
Ледянский Д. П. 7, 6
Лемке Е. 10, 82
Лепер Д. П. 6, 14
Либерзон Э. Н. 9, 75
Либова Л. Е. 12, 48
Липкин Б. Ю. 9, 91
Лисицин Э. М. 3, 52
Литкенс И. В. 7, 6
Ложеницын В. С. 7, 80
Лозница Т. С. 8, 40
Ломазов Д. Б. 9, 66
Лоос А. В. 12, 41
Лукацкая И. А. 10, 60
Лямец Ю. Я. 5, 87
Ляпин А. Г. 5, 29
Лярский Б. А. 7, 61

М

Маергойз И. Д. 6, 73; 12, 11
Манойлов В. Е. 5, 90
Мардер Л. И. 2, 14
Марков В. Г. 9, 42
Марков Н. А. 4, 77; 10, 48
Маркович И. М. 8, 68; 12, 46
Маркушевич Н. С. 3, 79
Матюхина Л. И. 9, 64
Махотин Н. Д. 3, 48
Медников Ф. М. 4, 85
Мелихов Н. Н. 3, 66
Мельзак И. Я. 7, 88; 7, 11
Мессерман Н. Г. 6, 49
Минеев Р. В. 11, 76
Минц М. Я. 3, 48
Михайлов В. М. 8, 58
Михалев А. С. 9, 64

Мишин В. С. 3, 43
Молчанов В. Д. 6, 43
Морозов В. А. 3, 66
Морозов В. С. 2, 44; 5, 34
Морозов Ю. А. 2, 71
Морозова Ю. А. 1, 80
Морозовский В. Т. 8, 66
Морошкин Ю. В. 7, 73
Мош В. 10, 82
Мурджикия М. Г. 7, 68
Мусин А. Х. 12, 75
Мустафа Г. М. 10, 75
Мызин А. Л. 2, 14
Мясникова Н. Г. 6, 49

Н

Нагорный В. В. 11, 81
Назаров Ю. Г. 4, 12
Негневский И. Б. 6, 80
Некклепав В. Н. 7, 90; 10, 57
Немов Ю. Н. 4, 68
Несвижский Е. И. 11, 64
Нетушил А. В. 10, 1
Нечасевский М. Л. 4, 85
Никитин В. М. 2, 53
Нус Г. С. 2, 49

О

Обрусник В. П. 5, 69; 12, 66
Обухова Е. П. 2, 72
Однорал А. П. 11, 85
Олейников А. М. 3, 70
Орлов В. А. 9, 78
Орлов В. Л. 10, 27
Остапенко Е. И. 6, 18
Остапчук Л. Б. 1, 38
Остреро В. М. 4, 49

П

Павлов Л. И. 1, 88; 6, 86
Павлов Ю. П. 10, 73
Павлович А. Г. 12, 71
Паластин Л. М. 3, 14; 5, 48; 11, 32
Панкратова Е. А. 12, 55
Панов А. А. 6, 31
Панфилов Н. А. 8, 61
Пар И. Т. 10, 42
Пацевич В. В. 8, 35
Пашин М. М. 2, 44
Пекелес В. Г. 4, 27
Пеккер И. И. 4, 87
Пеккер М. И. 4, 87
Перминова Э. В. 8, 4
Перов В. В. 10, 60
Перов Н. В. 3, 28
Петров В. П. 8, 50
Петухова Н. И. 6, 49
Пиковский А. А. 12, 78
Письменный Э. И. 8, 58
Плакс А. И. 5, 55
Плотников Э. А. 2, 78
Погудин А. И. 3, 86
Подвальных А. С. 12, 34
Поздеев А. Д. 2, 53
Поляков В. Е. 9, 78
Помазкин В. П. 7, 6; 9, 69
Пономарев А. М. 4, 38
Попков В. И. 11, 10
Попов И. Н. 8, 9
Портнов А. Д. 7, 83
Поспелов Г. Е. 2, 85
Постников В. И. 1, 38
Постников И. М. 1, 38
Пресняков Ю. П. 6, 84
Пролыгин А. П. 1, 1
Пуго В. И. 7, 6
Пунгин Л. М. 3, 48
Путинцев В. А. 4, 89
Путятин Е. В. 5, 2

Р

Рабинович В. Л. 11, 76
Рагозин А. А. 9, 13
Разин С. А. 12, 11
Расков Ю. В. 11, 38
Рашкес В. С. 2, 22; 4, 41; 7, 14
Редков В. П. 11, 15
Резин М. Г. 7, 68
Решетников В. Е. 10, 63
Решетникова Н. Д. 9, 82
Решилов И. К. 11, 81
Решмин Б. И. 9, 42
Ржевский С. С. 9, 71
Рогачев А. А. 11, 87
Родионов В. П. 3, 77
Родькин Д. И. 3, 38
Розенфельд М. И. 11, 67
Романенко И. Н. 12, 63
Романович С. С. 6, 73
Ростовский В. И. 9, 66
Роте К. 11, 60

Рошаль М. И. 3, 7
Рубановский М. В. 6, 80
Рубин Б. И. 10, 77
Рубинчик В. А. 11, 89
Рудаков В. В. 10, 73
Руденко Ю. И. 10, 13
Рудницкий М. П. 8, 70

С

Сабинин Ю. А. 2, 53; 5, 84
Салютин А. А. 2, 61; 10, 45
Самойленко Б. Ф. 3, 48
Самоковлийски Д. А. 12, 69
Сандлер А. С. 3, 24
Сарапулов Ф. П. 7, 68
Саркисов Г. А. 4, 80
Сафонов Л. Н. 4, 56
Сбродов Г. П. 9, 82
Себко В. П. 12, 77
Семенов А. С. 7, 85
Семенов Ю. И. 5, 29
Сендюров В. М. 12, 62
Середин М. М., 12, 24
Серый П. М. 7, 41
Серяков К. И. 6, 5
Сибаров Ю. Г. 5, 65
Сивокобыленко В. Ф. 7, 33
Силаева Т. А. 4, 12
Симонян В. Р. 10, 71
Синицын В. А. 7, 36
Сипайлов Г. А. 12, 41
Сколотнев И. Н. 5, 65
Слущкин Л. С. 11, 70
Смертин П. Т. 3, 87
Смирнов Э. П. 4, 1
Совалов С. А. 8, 68
Совпель В. В. 7, 33
Соколов Н. И. 5, 43
Соловьев А. И. 1, 80
Соловьев И. В. 4, 84
Соломаха М. И. 7, 75
Сомов П. Я. 5, 74
Ставракев Ж. А. 12, 69
Ставровский А. Н. 11, 55
Стасяк В. И. 4, 82
Степанов П. П. 10, 24
Стихин Г. П. 12, 6
Столов Л. И. 7, 80
Страхова Г. И. 4, 53
Строев В. А. 8, 68
Строковский Л. И. 6, 31
Сугробов А. М. 2, 66
Сысоев Л. П. 12, 79

Т

Табак В. Я. 5, 65
Тамазов А. И. 11, 10
Тарасенко Л. И. 9, 48
Тареев Б. М. 3, 90
Тийсмус Х. А. 10, 39
Титов А. А. 4, 68
Толвинская Е. В. 9, 29
Толмачев С. Т. 2, 39
Тонникова Л. С. 4, 77
Трегубов В. А. 12, 52

Трефилов В. А. 1, 49
Трифель М. С. 11, 83
Туфанов В. А. 5, 2
Тышко В. А. 3, 86
Тюпа В. И. 12, 77

У

Ульшин В. А. 8, 30
Усов С. В. 8, 1
Ушаков Е. И. 10, 13

Ф

Файбисович В. А. 12, 58
Фарбовский А. А. 7, 28
Фаренбрух А. Г. 10, 77
Фатеева И. В. 11, 1
Федоров В. Ф. 5, 76
Федосеев А. М. 4, 1
Федотов Б. А. 3, 77
Федотов В. П. 9, 78
Федчун Л. В. 6, 73
Фертис С. М. 3, 68
Фикс И. Г. 10, 17
Филиппова И. А. 7, 88
Филиппов А. А. 11, 67
Филиппов И. Ф. 1, 31
Филиппов Ю. А. 1, 80
Филичев О. И. 9, 13
Фокин Ю. А. 2, 87; 5, 2
Фонарева М. В. 1, 88; 6, 86
Фридман Б. Э. 6, 69
Фридман П. М. 4, 80

Х

Хабачев Л. Д. 1, 18
Хазина И. С. 7, 11
Ханисон Я. И. 12, 46
Хан В. Х. 4, 53
Харазов К. И. 9, 84
Харитонов В. В. 3, 84
Хачатуров А. А. 5, 12
Ходжаев К. Ш. 6, 63
Хоецян К. В. 4, 41; 7, 14
Хорт М. А. 1, 69
Хохлов А. В. 1, 62
Хуторецкий Г. М. 1, 31

Ц

Цаллагов А. П. 9, 42
Цапенко Е. Ф. 10, 70
Цовьянов А. Н. 4, 16
Цуканов В. В. 11, 76
Цукерник Л. В. 8, 87

Ч

Чебан В. М. 7, 89
Червонный Е. М. 5, 17
Чернов Е. Н. 11, 85
Чернышев Н. М. 6, 39

Чернявский В. Н. 8, 30
Чиликин М. Г. 12, 1
Чучукин Г. В. 7, 11

Ш

Шакарян Ю. Г. 9, 13
Шапиро А. С. 1, 45
Шапиро Л. Я. 3, 24
Шаранов И. Н. 10, 75
Шаргородский В. Л. 2, 72
Шаров В. С. 4, 70
Шаров С. Н. 12, 34
Шведский Б. И. 7, 77
Шевцов В. М. 5, 87
Шевченко Б. П. 4, 49
Шейна Г. П. 1, 86
Шелушенина О. Н. 4, 77; 10, 48
Шерендис А. Н. 11, 1
Шерстюк А. Г. 10, 27
Шестаков В. М. 6, 76
Шилин Н. В. 6, 14
Шильников В. И. 9, 61
Шиннаев А. Г. 12, 16
Шишкин Н. Ф. 5, 65
Шкарин Ю. П. 7, 85
Шкилев А. В. 10, 83
Шлейфман И. Л. 6, 14
Шмойлов А. В. 12, 75
Шмырева М. М. 5, 84
Шнеерсон Э. М. 9, 24
Шнелль Р. В. 3, 73
Шнулина Л. В. 9, 61
Шулаков Н. В. 1, 49
Шуляк В. Г. 11, 60
Шур Е. В. 2, 85

Щ

Щеглов И. П. 6, 39
Щербаков В. К. 7, 89

Э

Эськов В. Д. 8, 35

Ю

Юдина И. Н. 6, 52
Юзбашев П. Р. 9, 61
Юлдашев Х. 3, 83
Юринов В. М. 3, 84
Юсиф-заде Т. А. 10, 69

Я

Яворский Н. А. 12, 20
Ягудаев В. М. 5, 65
Якобс А. И. 2, 28
Яковлев В. И. 1, 35
Якунин Э. Н. 11, 45
Ямпольский Д. С. 9, 42
Янко-Триницкий А. А. 7, 41
Ярных Л. В. 4, 16



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипат-
тов П. М., Костенко М. В., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко И. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор),
Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В.,
Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 14/X 1975 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 28/XI 1975 г.
Уч.-изд. л. 15,91

Тираж 9423 экз.

Т-17397
Зак. 367

Формат 60×90¹/₈
Цена 80 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Чиликин М. Г. — Московский энергетический институт	1	Трегубов В. А. — Аналитическое представление параметров основного и частных циклов гистерезиса магнитно-твердых материалов	52
Богатырев Л. Л., Стихин Г. П. — Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем	6	СООБЩЕНИЯ	
Маергойз И. Д. — Расчет электростатических полей методом интегральных уравнений 2-го рода	11	Панкратова Е. А. — Компенсация высших гармонических токов, генерируемых регулируемым статическим источником реактивной мощности	55
Козыренко В. Е., Альтшулер Э. Б., Шинаев А. Г. — Расчет полей сосредоточенных заземлителей в условиях многолетнемерзлых грунтов	16	Калентионюк Е. В., Файбисович В. А. — Нарушение устойчивости в узле нагрузки с неидентичными параметрами двигателей	58
Дульзон А. А., Куртенков Г. Е., Разин С. А., Яворовский Н. А. — Исследование погрешностей измерения токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов	20	Данилевич Я. Б., Колчанов В. Г. — Добавочные потери в обмотке статора турбогенератора от продольного магнитного поля в пазах	60
Засыпкин А. С., Бердов Г. В., Середин М. М. — Определение параметров силового трансформатора с насыщенным магнитопроводом	24	Сеидюров В. М. — Анализ несимметричного режима синхронной машины в системе координат $d, q, 0$	62
Высочанский В. С. — Узлы коммутации инверторов напряжения	28	Романенко И. Н. — Анализ основных характеристик системы параллельных импульсных дуг в плотных газах	63
Подвальных А. С., Шаров С. Н. — Исследование вынужденных колебаний электромеханического привода с люфтом и инерционным ведомым телом	34	Земан С. К., Кобзев А. В., Обрусник В. П. — Сравнительный анализ систем заряда аккумуляторных батарей асимметричным током	66
Быстров А. М., Глазунов В. Ф. — Расчет переходных процессов в многодвигательных электроприводах постоянного тока	37	Ставракев Ж. А., Самоковийски Д. А. — Устройство для измерения сопротивления электрической изоляции и относительных поляризационных напряжений	69
Сипайлов Г. А., Лоос А. В. — Использование намагничивающего действия реакции якоря в импульсных генераторах	41	Добрусин Л. А., Павлович А. Г. — Влияние конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства на несинусоидальность напряжения сети	71
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Мусин А. Х., Шмойлов А. В. — Анализ управляемости фазой колебаний индуктивного параметрона	75
Маркович И. М., Кислов К. П., Хаинсон Я. И. — Использование экономико-математических моделей в прогнозировании развития электроэнергетики	46	Акшанов Б. С., Себко В. П., Тюпа В. И. — Электромагнитное поле и эквивалентные параметры соленоида с проводящей трубой	77
Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е. — Обобщение статической характеристики нагрузки $Q=f(U)$	48	ДИСКУССИИ	78
Баруздин А. П. — Магнитная вибрация и шум явнополюсных синхронных машин	50	ХРОНИКА	83
		Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1975 г.	85

CONTENTS

The Moscow Power Institute — M. G. Chilikin	1	REPORTS	
Employing Sample Recognition Methods for Controlling the Operation of Complex Power Systems — L. L. Bogatirev, G. P. Stikhin	6	Compensation of Higher Current Harmonics Generated by a Controlled Static KVAR Source — E. A. Pankratova	55
Calculation of Electrostatic Fields by a Second Order Integral Equation Method — I. D. Mayergoiz	11	Loss of Stability of a Load Having Motors With Non-Identical Parameters — E. V. Kalentiyonok, V. A. Faibisovitch	58
Calculating the Fields of Concentrated Grounding Devices in Earth Frozen for Many Years — V. E. Kozirenko, E. B. Altshuller, A. G. Shinayev	16	Added Losses in the Stator Winding of a Turbo-generator From the Lengthwise Magnetic Field in the Slots — J. B. Danilevitch, V. G. Kolchanov	60
A Study of Errors in Measuring Lightning Currents by Means of Ferromagnetic Recorders — A. A. Dulzon, G. E. Kurtenkov, S. A. Razin, N. A. Yavorovskiy	20	Analysis of Unbalanced Conditions in a Synchronous Machine by Means of $d, q, 0$ Coordinates — V. M. Sandiurev	62
Determining the Parameters of a Power Transformer with Saturated Magnetic Circuit — A. S. Zasipkin, G. V. Berdov, M. M. Seredin	24	Analysis of the Basic Characteristics of a System of Parallel Surge Arcs in Dense Gases — I. N. Romanenko	63
Commutation Nodes for Voltage Inverters — V. S. Visochanski	28	A Comparative Analysis of Systems Charging Storage Batteries by a Displaced Sinusoidal Current — S. K. Zeman, A. V. Kobzev, V. P. Obrusnik	66
A Study of Forced Oscillations for an Electromechanical Drive With Account Taken of Play and Driven Mechanism Inertia — A. S. Podvalnich, S. N. Sharov	34	A Device for Measuring the Impedance of Electric Insulation and Relative Polarizing Voltages — J. A. Stavramev, D. A. Samokovitski	69
Calculating Transients in Multi-Motor D. C. Drives — A. M. Bistrov, V. F. Glazunov	37	How Capacitors in a Compensating Filter Scheme Influence the Non-Sinusoidal Voltage Wave in the Circuit — L. A. Dobrusin, A. G. Pavlovitch	71
Employing the Magnetizing Effect of the Armature Reaction in Surge Generators — G. A. Sipailov, A. V. Loos	41	Analysis of the Controllability of the Phase of Oscillations in an Inductive Parametron — A. H. Musin, A. V. Shmoilov	75
FROM OPERATING EXPERIENCE		The Electromagnetic Field and Equivalent Parameters of a Solenoid With Conducting Tube — B. S. Akshanov, V. P. Sebko, V. I. Tupa	77
Employing Mathematical Economics Models for Forecasting the Development of the Electric Power Industry — [I. M. Markovitch], K. P. Kislov, J. I. Hainson	46	DISCUSSION	78
A Generalization of the Static Characteristics of a Load $Q=f(U)$ — U. E. Gurevitch, L. E. Libova	48	CHRONICLE	83
Magnetic Vibration and Noise From Salient-Pole Synchronous Machines — A. P. Baruzdin	50	INDEX OF PAPERS PUBLISHED IN «ELECTRICHESTVO» IN 1975	85
An Analytical Representation of the Parameters of the Main and Incremental Hysteresis Cycles for Magnetically Hard Materials — V. A. Tregubov	52		

Рефераты публикуемых статей

УДК 378.962

Московский энергетический институт. Чиликин М. Г. — «Электричество», 1975, № 12.

Кратко излагается история создания МЭИ, которому в этом году исполняется 70 лет. Указываются задачи вуза по воспитанию и подготовке специалистов в условиях научно-технической революции, перечисляются особенности организации и планирования учебного процесса в этих условиях. Освещается научно-исследовательская деятельность МЭИ, указываются его международные научно-технические связи.

УДК [621.311:62-5]:519

Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем. Богатырев Л. Л., Стихин Г. П. — «Электричество», 1975, № 12.

Представляя режимы работы сложной энергосистемы, описываемые m параметрами, в виде векторов в m -мерном евклидовом пространстве наблюдений R^m , рассматривается новый способ выявления аварийных ситуаций в энергосистеме путем построения в пространстве ее режимных параметров гиперповерхности, разделяющей его на под-области нормальных и аварийных состояний. С этой позиции обсуждаются возможные методы получения наиболее содержательной информации о режимах для оперативного управления энергосистемами. Дается метод определения регулирующих электростанций энергосистемы (ОЭС) на базе одного из алгоритмов экстремальной группировки параметров. Библ. 8.

УДК 621.319.7.001.24

Расчет электростатических полей методом интегральных уравнений 2-го рода. Маергойз И. Д. — «Электричество», 1975, № 12.

Рассматриваются три постановки электростатической задачи: известные полные заряды всех проводников; известны потенциалы проводников; для одной группы проводников заданы их заряды, а для другой — потенциалы (смешанная постановка). Для этих постановок задач выводятся два типа интегральных уравнений 2-го рода: относительно поверхностной плотности электрических зарядов; относительно плотности двойного слоя фиктивных зарядов, распределенных по поверхностям проводников. Рассмотрен один вариант метода наименьших квадратов, позволяющий строить универсальные программы расчета электростатических полей, пригодные при произвольных, разумно сложных формах поверхностей проводников. Библ. 9.

УДК 621.316.993.001.24(211)

Расчет полей сосредоточенных заземлителей в условиях многолетнемерзлых грунтов. Козыренко В. Е., Альтшулер Э. Б., Шинаев А. Г. — «Электричество», 1975, № 12.

Проводится анализ мерзлотных геоэлектрических разрезов, на основании которого предлагается при расчете заземлителей в условиях Крайнего Севера учитывать градиентность электрической структуры грунта. Приводятся ключевые решения для потенциалов точечных источников тока, расположенных в любом слое n -слойной структуры, проводимость которой изменяется по параболическому закону, получены выражения потенциалов и сопротивлений для вертикальных и горизонтальных заземлителей, работающих в условиях наиболее типичной трехслойной структуры сменяющейся мерзлоты.

Особенности физики явления растекания тока в градиентных средах продемонстрированы на однослойном полупространстве с непрерывно изменяющейся проводимостью по глубине. Библ. 11.

УДК 551.594.221:621.317.31.088

Исследование погрешностей измерения токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов. Дульзон А. А., Куртенок Г. Е., Разин С. А., Яворовский Н. А. — «Электричество», 1975, № 12.

Приведен анализ погрешностей, возникающих при измерении параметров токов молнии с помощью ферромагнитных регистраторов. Показано, что погрешность может составлять более 90%. Установлено, что наличие погрешности приводит к завышению вероятности появления больших токов, тем больше, чем больше амплитуда тока и чем больше ошибка измерения. Библ. 11.

УДК 621.314.21.014.013.1

Определение параметров силового трансформатора с насыщенным магнитопроводом. Засыпкин А. С., Бердов Г. В., Середин М. М. — «Электричество», 1975, № 12.

Сопротивления обмоток насыщенных силовых трансформаторов определяются в ряде режимов значения токов в сети. Путем анализа обобщенных переменных процесса включения трансформатора на x , x и расчеты на АВМ определена обобщенная характеристика, связывающая безразмерные комбинации влияющих на процесс включения параметров сети и насыщенного трансформатора. Показан способ экспериментального определения параметров насыщенного трансформатора при минимальном числе опытов. Библ. 7.

УДК 621.314.572.014.2

Узлы коммутации инверторов напряжения. Выходянский В. С. — «Электричество», 1975, № 12.

Исследуются коммутационные электромагнитные процессы в некоторых схемах автономных инверторов напряжения с емкостной коммутацией.

Показано, что в узле коммутации с полной величиной коммутирующего напряжения величина емкости и потери мощности минимальны. Приведены результаты исследования узла коммутации, в котором обратные диоды отсечены от основных вентилях коммутирующими вентилями. Это позволяет не только минимизировать время коммутации и потери мощности в коммутирующей контуре, но и дает возможность управлять величиной обратного напряжения на запираемом вентиле. Библ. 9.

УДК 621.3.078:62-838.001.24

Исследование вынужденных колебаний электромеханической передачи с люфтом и инерционным ведомым телом. Подвальных А. С., Шаров С. Н. — «Электричество», 1975, № 12.

Рассматривается электромеханический привод с инерционным ведомым телом с учетом люфта в механической передаче. При этом учитываются различные моменты инерции и коэффициенты демпфирования ведущего и ведомого валов. Получены аналитические выражения для нелинейных колебаний всех элементов рассматриваемого электропривода. Найдены условия существования вынужденных и субгармонических колебаний.

Частотные свойства электропривода оцениваются по затуханию и фазовому сдвигу 1-й гармоники нелинейных колебаний выходного элемента механической передачи. Показано, что использование геометрической модели люфта в электроприводе с инерционной нагрузкой может привести в ряде случаев к качественно неверным результатам. Библ. 3.

УДК [62-83:621.018.782.3].001.24

Расчет переходных процессов в многодвигательных электроприводах постоянного тока. Быстров А. М., Глазунов В. Ф. — «Электричество», 1975, № 12.

Рассматривается разработанная авторами методика расчета многодвигательного электропривода постоянного тока в режимах пуска и торможения.

Предложенный метод позволяет рассчитывать переходные процессы в многодвигательном электроприводе при всех возможных на практике разбросах параметров отдельных двигателей и дает достаточную для практических расчетов точность. Библ. 4.

УДК 621.313.322.025.1.013.4:621.373

Использование намагничивающего действия реакции якоря в импульсных генераторах. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. — «Электричество», 1975, № 12.

Рассмотрены возможности улучшения энергетических показателей импульсных синхронных генераторов за счет использования эффекта намагничивающего действия реакции якоря.

Величина n с. реакции якоря при внезапном коротком замыкании в десятки раз превышает начальную n с. обмотки возбуждения, и ее использование для увеличения результирующего магнитного потока в импульсных генераторах имеет большое практическое значение. Наибольшее возрастание магнитного потока в воздушном зазоре происходит при ослаблении демпфирующих свойств ротора по поперечной оси.

Использование эффекта импульсной форсировки основного магнитного потока за счет реакции якоря позволяет разработать импульсные генераторы с улучшенными показателями. Библ. 10.

УДК 621.311.001.18.003.1

Использование экономико-математических моделей в прогнозировании развития электроэнергетики. Маркович И. М., Кислов К. П., Ханссон Я. И. — «Электричество», 1975, № 12.

Дается описание оценочной экономико-математической модели для прогнозирования развития электроэнергетики и кратко охарактеризованы результаты ее опытной проверки. Описывается форма представления выходной информации отдельными блоками модели.

УДК 621.311.153.012.6

Обобщение статической характеристики нагрузки. $Q=f(U)$. Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е. — «Электричество», 1975, № 12.

Показано, что вариации регулирующих эффектов реактивной нагрузки по напряжению коррелированы с вариациями коэффициента мощности нагрузки. На учет этого фактора основан предлагаемый метод обобщения этих регулирующих эффектов. Выведена формула, позволяющая с достаточной точностью оценить как среднее значение значения регулирующего эффекта, так и диапазон вариаций при известном коэффициенте мощности нагрузки. Приводятся также обобщенные статические характеристики $Q=f(U)$ в целом. Библ. 4.

УДК 621.313.32:62-752

Магнитная вибрация и шум явнополюсных синхронных машин. Баруздин А. П. — «Электричество», 1975, № 12.
Приведены уравнения для определения порядковых чисел и частотного состава магнитных сил. Выбором числа пазов статора на полюс и фазу при проектировании можно исключить резонансные явления и уменьшить вибрацию и шум машины при эксплуатации. Приведены уравнения для расчета магнитной вибрации и шума. Библ. 5.

УДК 621.318.12:538.23.001.24

Аналитическое представление параметров основного и частных циклов гистерезиса магнитно-твердых материалов. Трегубов В. А. — «Электричество», 1975, № 12.
На основе параболической аппроксимации ветвей петель гистерезиса получены аналитические выражения магнитной проницаемости, удельных потерь на перемагничивание и синуса угла гистерезисных потерь на частном цикле.
Эти выражения позволяют упростить и математизировать расчеты электромеханических устройств. Библ. 2.

УДК 621.319.44.016.25.018.3

Компенсация высших гармонических токов, генерируемых регулируемым статическим источником реактивной мощности. Панкратова Е. А. — «Электричество», 1975, № 12.
Приводятся результаты гармонического анализа фазного тока статического регулируемого источника реактивной мощности (ИРМ), выполненного на базе батарей конденсаторов, для различных режимов его работы. Рассматриваются различные способы компенсации высших гармонических токов, генерируемых ИРМ. По результатам анализа тока ИРМ проводится расчет резонансных фильтров как одного из средств компенсации высших гармоник. Приводятся результаты расчета технико-экономических характеристик устройства с учетом примененных средств компенсации гармоник. Сравняются технико-экономические показатели ИРМ для различных вариантов компенсации высших гармонических токов. Библ. 3.

УДК 621.313.333.016.35.001.24

Нарушение устойчивости в узле нагрузки с неидентичными параметрами двигателей. Калентиюнок Е. В., Файбисович В. А. — «Электричество», 1975, № 12.
В отличие от случая, когда асинхронные двигатели имеют одинаковые параметры и загрузку в узле нагрузки с неидентичными параметрами и загрузкой после нарушения статической устойчивости может иметь место частичная лавина напряжения, при которой процесс развития останавливается после опрокидывания части двигателей узла. Разработана методика, позволяющая исследовать процесс развития нарушения устойчивости с учетом характеристик отдельных двигателей и параметров питающей сети. Дан пример, иллюстрирующий применение указанной методики. Библ. 3.

УДК 621.313.322-81.3.017.2.001.24

Добавочные потери в обмотке статора турбогенератора от продольного магнитного поля в пазах. Данилевич Я. Б., Колчанов В. Г. — «Электричество», 1975, № 12.
Выполненная оценка добавочных потерь в обмотке статора от продольного магнитного поля в пазах показала необходимость их учета в ряде режимов работы современных турбогенераторов большой мощности, а также при перспективных расчетах машин с повышенными электромагнитными нагрузками. Основная часть добавочных потерь от продольного поля в пазах вызвана действием высших временных гармонических индукции. В качестве критерия при оценке добавочных потерь следует рассматривать их суммарное значение в проводниках верхнего стержня.
При некоторых отклонениях от нормальной работы генераторов необходимо учитывать увеличение местных тепловыделений в элементарных проводниках от продольного магнитного поля в пазах. Библ. 3.

УДК 621.313.32.064.1.001.24

Анализ несимметричного режима синхронной машины в системе координат $d, q, 0$. Сендюрев В. М. — «Электричество», 1975, № 12.
Приводится вывод уравнений синхронного генератора для несимметричной нагрузки, анализируются результаты их численного решения при двухфазном коротком замыкании и изолированной нейтрали. Показано, что прямое преобразование Горева—Парка приводит к замыканию трех независимых однофазных цепей в звезду. Библ. 4.

УДК 537.527.4

Анализ основных характеристик системы параллельных импульсных дуг в плотных газах. Романенко И. П. — «Электричество», 1975, № 12.
Приводится сравнение функций сопротивлений, потребляемой энергии, а также объемов газоразрядной плазмы одиночной импульсной дуги и системы параллельных импульсных дуг при питании от одинакового источника энергии в предположении слабого влияния на форму тока нелинейного сопротивления разрядного промежутка. Рассмотрено три вида источников. Полученные соотношения позволяют проводить количественную оценку эффективности использования параллельных дуг и определить их необходимое число в конкретных технических задачах. Библ. 4.

УДК 621.355.16

Сравнительный анализ систем заряда аккумуляторных батарей асимметричным током. Земан С. К., Кобзев А. В., Обрусник В. П. — «Электричество», 1975, № 12.
Приведены сравнительный анализ и классификация существующих формирователей асимметричного тока, сформулированы принципы их построения. Описаны системы заряда асимметричным током с индуктивно-емкостным и индуктивным формирователями, предложенными авторами, определены наименее выгодные области их применения. Библ. 16.

УДК [621.311.1.026.5:621.372.543].001.5

Влияние конденсаторов в составе фильтрокомпенсирующего устройства на несинусоидальность напряжения сети. Добрусин Л. А., Павлович А. Г. — «Электричество», 1975, № 12.
С позиции исключения возможности резонанса токов на частотах нефилтрруемых гармоник предложена методика выбора параметров параллельных конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства. Приводятся результаты экспериментальных исследований, подтверждающие основные положения работы. Библ. 9.

УДК 621.373.93

Анализ управляемости фазой колебаний индуктивного параметрона. Мусин А. Х., Шмойлов А. В. — «Электричество», 1975, № 12.
Приводится приближенный теоретический анализ и результаты экспериментальных исследований управляемости фазой установившихся колебаний индуктивного параметрона с питанием цепи возбуждения переменным напряжением. Анализируются воздействия помех, режимов и параметров на чувствительность параметрона к управляющему току, даются рекомендации по снижению или устранению регулярных помех, выбору режимов и параметров схемы параметрона, обеспечивающих наилучшие фазовые характеристики для бистабильной управляемости колебаниями рассматриваемого параметрона. Библ. 5.

Лейпцигская Ярмарка

Германская Демократическая Республика
14—21 марта 1976 г.



Особенно интересно для Вас:

Группа «Техника автоматизации»

Автоматизация — ключ к рационализации и интенсификации всех отраслей производства. В Лейпциге ведущие изготовители примерно из 15 стран покажут Вам приборы, установки и способы, применяемые в технике автоматизации. Демонстрация экспонатов и доклады по специальности, консультации и информация потребителей помогут Вам при изучении предложений и реализации Ваших планов.



Информацию о возможности поездки в Лейпциг Вы можете получить в местных профсоюзных организациях или в ВАО «Интурист»: Москва, К-9, проспект Маркса, 16.

Запросы на проспекты и каталоги следует направлять по адресу: 103074 Москва, пл. Ногина, 2/5, Отдел промышленных каталогов Государственной публичной научно-технической библиотеки СССР.

Приобретение товаров у иностранных фирм осуществляется организациями и предприятиями в установленном порядке через министерства и ведомства, в ведении которых они находятся.

В/О «Внешторгреклама»

Электричество, 1975, № 12, 1—53