

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1991

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

9

18/Х-04 25257/1

ИЗДАЕТСЯ
С ИЮЛЯ
1880 года

9

СЕНТЯБРЬ
1991

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Всесоюзному научно-исследовательскому институту электромеханики 50 лет

ШЕРЕМЕТЬЕВСКИЙ Н. Н., акад., Герой Социалистического Труда

Когда в 1941 г. фронт приближался к Москве и большинство предприятий эвакуировалось, группа энтузиастов — сотрудников ВЭИ — загорелась идеей создания предприятия, которое, используя электротехнические средства, могло бы помочь войскам, оборонявшим московские улицы. Такая идея в те сложные для нашей Родины дни могла прийти только Андронику Гевондовичу Иосифьяну, отличительными чертами которого всегда были неземная энергия, инициатива и особенно черта, получившая всеобщее, в том числе и научное признание,— буквально жажда научного и технического риска.

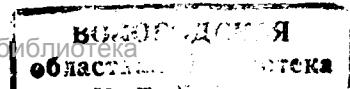
К этому времени Андроник Гевондович был уже автором исключительно интересного изобретения — бесконтактного сельсина (совместно с Д. В. Свечарником). Разрабатывая теорию бесконтактного сельсина, А. Г. Иосифян решил сложную для всех синхронных машин задачу преобразования координат, которая и послужила научной основой указанного изобретения. Перед молодыми инженерами ВЭИ был пример привлекательного человека и талантливого ученого, который, решая днем сложные научные задачи, ночами дежурил на крыше электрофизического корпуса ВЭИ и тушил зажигалки (даже слегка пострадав в одну из ночей).

Инициативная группа сотрудников подготовила технические материалы по созданию управляемых по проводам электроторпед, начиненных толом. Пущенные из укрытий, электроторпеды могли наносить потери врагу, если бы он оказался в Москве. Подготовленные материалы убедили командование и руководство города в целесообразности организации военного производства в осаждаемой Москве. Состоялось решение ГКО,

согласно которому был создан завод № 627, к которому прикомандировалась войсковая саперная часть. На завод были приглашены известные ученые ВЭИ и других организаций, такие, например, как проф. П. С. Жданов, проф. Д. А. Городский, доц. МЭИ Н. В. Виноградов, многие молодые инженеры и рабочие, по тем или иным причинам оставшиеся в Москве. Завод, несмотря на тяжелое положение на фронте, рос, оснащался оборудованием (часто оставшимся от эвакуированных предприятий) и вскоре получил помещение (которое сейчас занимает ВНИИЭМ) у Красных ворот. Из ВЭИ на завод пришла новая группа сотрудников — Альпер, Сахаров, Ястржемский, Васильев, Шейна и др. Началась самоотверженная проектно-конструкторская работа, изготавливались и испытывались опытные образцы.

По мере снижения напряженности в Москве перечень военных заказов расширялся: динамо ручного привода и КИП для питания радиостанций, подрывные машины для партизан, радиостанции с частичной модуляцией и т. д. В это время на завод пришел А. Ф. Иоффе с группой профессоров, вернувшихся из эвакуации. Они предложили интересную идею создания полупроводниковых источников питания для партизанских радиостанций.

После того как на завод пришли профессора А. С. Займовский, В. В. Усов, Т. Г. Сорокер и многие другие ученые и инженеры, стали складываться исследовательские коллективы по разным направлениям науки и техники. Группа сотрудников ВЭИ пришла с определенной философией организации борьбы за технический прогресс. Дело в том, что, работая в ВЭИ, они далеко не всегда имели возможность довести научное исследование до конструкции или технологии конкрет-



нного изделия. Так сформировалось мнение о необходимости иметь в составе института производство, способное в нужных масштабах выпускать разработанные научными коллективами изделия.

Основу кадрового состава завода составили молодые энергичные специалисты, а присутствие в коллективе крупных ученых вносило в деятельность завода особую специфику — научный подход к постановке и выполнению работ. План завода рос, усилилось и руководство производством — на завод пришел инженер Н. А. Оболенский (впоследствии министр электротехнической промышленности). Успехи завода позволили руководству Москвы подчинить этому предприятию еще один завод (№ 686), занимавший большую площадь в Первомайском районе, что способствовало расширению исследовательских подразделений у Красных ворот.

Руководство завода и именитые профессора-сотрудники возбудили ходатайство о преобразовании завода № 627 в научно-исследовательский институт с сохранением за ним промышленного плана. Это было новаторским решением; сложившийся коллектив двух заводов воспринял его с энтузиазмом.

Так в трудные годы войны смогло осуществиться, образно говоря, превращение завода-института в институт-завод (1944 г.).

Институт продолжал получать задания по разработке электрических машин малой мощности и коммутационных аппаратов для нужд Советской Армии и ВМФ. В конце войны и в первые послевоенные годы был создан целый ряд умформеров — электромашинных преобразователей постоянного тока в постоянный ток повышенного напряжения для самолетных и танковых радиостанций, а также тепловые реле и контакторы в морском исполнении.

Затем последовали все более сложные задания.

К моменту окончания войны институт получил почти одновременно два правительственные задания особой важности. Первое — создать электрооборудование для нового бомбардировщика, аналогичного американскому Б-29. НИИ 627 был назначен головной организацией по комплексу «система пушечного вооружения», а главным разработчиком самолета стал Андрей Николаевич Туполев. Второе задание состояло в разработке электрооборудования различного типа ракет на базе трофейных образцов немецкой ракетной техники. Это направление формировалось постепенно и через несколько лет вылилось в одно из фундаментальных направлений советской науки и техники, во главе которого стал Сергей Павлович Королев. ВНИИЭМ стал головным по электрооборудованию ракет.

Следует отметить, что решение о копировании американской и немецкой техники сыграло весьма положительную роль с точки зрения поднятия технического уровня многих областей техники, поскольку пришлось создавать совершенно новые для нашей страны технологии, материалы и изделия. Так, электротехники должны были создать провода с новой изоляцией для электрических машин и кабельных сетей, новые щетки для машин

постоянного тока, новые конденсаторы, реле и контакторы, новые типы электрических машин.

НИИ 627, ответственный за систему вооружений самолета-бомбардировщика, занялся созданием синхронной следящей системы (амплидинно-сельсинной) управления пятью пушечными турелями. Были разработаны новые сельсины, амплидины, сервоусилители, двигатели, защитная аппаратура. Теория и методы расчетов мощных следящих систем, достаточно хорошо разработанные в то время нашими учеными, позволили быстро и грамотно решить поставленную задачу. Получилось так, что разработки ученых НИИ 627 легли в основу создания самостоятельной электротехнической подотрасли в авиационной промышленности (электротехническая промышленность осталась на старой технологии). В то же время электрооборудование, разрабатываемое для ракетной техники, изготавливалось на опытном производстве института и заводах электротехнической отрасли, что сыграло положительную роль в повышении их культуры производства и оснащении совершенным оборудованием.

В течение ряда лет НИИ 627 проводил разработку электромашинных источников питания переменного тока повышенной частоты для систем управления всех баллистических ракет, а также малогабаритных синхронных двигателей для программных устройств. Все изделия были внедрены на заводах электротехнической, авиационной и машиностроительной промышленности.

К концу войны выявилось наше серьезное отставание в средствах обнаружения и распознавания объектов противника. В армиях западных стран к тому времени уже были приняты на вооружение различные радиолокационные системы. Поэтому большое военное значение имело задание, предусматривающее разработку ряда автономных источников питания и электромашинных преобразователей постоянного и переменного тока в переменный ток повышенной частоты (427 Гц) для питания сухопутных и морских радиолокационных станций. Быстрое внедрение на серийных заводах производства источников питания позволило организовать выпуск РЛС и ликвидировать указанное отставание в сжатые сроки.

Затем последовало задание по созданию устройств малой энергетики для военных и народно-хозяйственных целей. Эта сложнейшая проблема связана с созданием передвижных дизель-электрических и бензоэлектрических агрегатов. Сложность состояла в том, что существующие дизели и бензиновые двигатели плохо подходили для стационарной работы с малыми расходами топлива и необходимостью поддерживать достаточно точно частоту выходного напряжения. Плохо формировался мощностной ряд агрегатов и т. д. Решение всех этих вопросов легло на институт, так как правительством он был определен в качестве головной организации по передвижной энергетике. Для решения этой комплексной задачи был создан головной отдел под руководством к. т. н. К. Н. Мкртычана. Прошли годы, и задача создания дизельной и бензиновой передвижной энергетики была решена.

Одновременно с решением этих важных специальных задач развития электротехники институт выполнял сложнейшее отраслевое задание, связанное с восстановлением народного хозяйства. Возникла проблема создания единой серии асинхронных двигателей, которая могла бы удовлетворить требования многочисленных потребителей. Это была суперзадача, требующая анализа всех вариантов конструктивных исполнений.

В процессе выполнения этой работы в институте были разработаны принципиально новые методики расчета электрических машин, в основу которых был положен критерий минимума суммарной стоимости изготовления и эксплуатации машин. Институт возглавил работу по освоению производства двигателей на ряде заводов отрасли. К 1959 г. выпуск двигателей новой серии составил 10 млн. в год.

Одновременно (в эти же годы) была завершена разработка серии асинхронных и универсальных коллекторных двигателей на частоту 50 Гц для общепромышленного и бытового применения.

Затем с учетом перспективы по инициативе НИИ 627 были созданы:

серия встраиваемых бескорпусных двигателей с уменьшенными размерами и массой;

серия микродвигателей постоянного тока с постоянными магнитами;

серия синхронных гистерезисных электродвигателей;

серии малоинерционных исполнительных электродвигателей постоянного тока с гладким и печатным якорем;

серии бесконтактных электродвигателей постоянного тока.

Большинство двигателей перечисленных серий было внедрено в производство. Их общий годовой выпуск достигал 2 млн. шт. Многие двигатели изготавляются и сейчас.

Решение перечисленных задач потребовало, с одной стороны, расширения института; с другой стороны, развитие разных направлений и их взаимосвязь обязывали укрепить научное руководство.

К этому времени на заводе подобрался большой коллектив ученых: Т. Г. Сорокер, Д. А. Городской, Б. М. Каган, А. С. Займовский, К. А. Андрианов, В. В. Усов, А. К. Голдобенков, И. Н. Чарахчан, Б. И. Кузнецов, Р. С. Кузнецов, Н. Я. Альпер, А. С. Фиалков, С. В. Шишkin, В. А. Баев, М. Т. Геворкян, Т. Г. Амбарцумов, Л. М. Паластин, В. Г. Константинов, Е. А. Меерович, И. Н. Ермолов, А. М. Платонов, А. И. Мельников, В. В. Алексеевский и др. Как показала жизнь, этот коллектив оказался способным успешно осуществлять научно-техническое руководство.

По мере расширения объема работ и тематики исследований было принято решение создать несколько отделений института:

в 1951 г. был создан Томский филиал ВНИИ 627 во главе с Н. А. Быковым (следующим директором был В. И. Нэллин) — дублер НИИ 627 по электрооборудованию РКТ;

в 1956 г. был создан Ереванский филиал НИИ 627 во главе с В. В. Алексеевским по синхронным генераторам и передвижной энергетике;

в 1956 г. был создан Ленинградский филиал НИИ 627 во главе с А. В. Мозалевским (директор «Электросилы») по крупным машинам;

в 1957 г. был создан филиал НИИ 627 в г. Кудиново во главе с С. Г. Толмачевым и А. С. Фиалковым по электроугольным изделиям;

в 1957 г. ЦКБ «Электропривод» был включен в состав НИИ 627 во главе с Б. Б. Воронецким по автоматизации некоторых технологических процессов.

Организации входили в состав НИИ 627 по собственному желанию, поскольку примерно в это время управление промышленностью перестраивалось, ликвидировались министерства, создавались совнархозы. Руководство НИИ 627 выдвинуло предложение о сохранении сложившихся научно-технических связей в электротехнической отрасли, чтобы не потерять темпов повышения технического уровня изделия. Руководители многих организаций и коллективов поддержали это предложение. Так образовался «большой НИИ 627», который для осуществления научного руководства многими предприятиями отрасли вынужден был создать подразделения, деятельность которых охватывала новые для института направления науки и техники. Был создан, например, отдел, который занимался научными вопросами в области турбогенераторов и гидрогенераторов, системами возбуждения крупных генераторов и т. п.

Создавая электротехническое оборудование, главным образом для перечисленных научно-технических направлений, НИИ 627 стремился все проблемы решать комплексно, базируясь прежде всего на самых прогрессивных материалах. В институте всегда были очень сильные специалисты в области магнитных композиционных, контактных и изоляционных материалов: А. К. Андрианов, А. С. Займовский, профессора В. В. Усов и А. Б. Альтман. Эти ученые создали в институте школы, во главе которых в настоящее время стоят профессора И. Я. Каплунов и В. В. Сергеев.

Конец 50-х годов ознаменовался существенными достижениями в различных областях науки. Прежде всего начала развиваться транзисторная техника, появились первые вычислительные и управляющие машины, на базе достижений ракетной техники началось освоение космического пространства. Советский Союз осуществил прорыв в области создания управляемой атомной реакции.

Все эти достижения фундаментальной науки и техники оказали существенное влияние на проблематику НИИ 627 и его филиалов.

В середине 50-х годов отделы института осуществили разработку системы электродвижения атомного ледокола. Принимая во внимание, что высокооборотные машины постоянного тока на большую мощность весьма сложны в эксплуатации, коллектив ученых НИИ 627 под руководством профессора Е. Л. Этингера предложил для ледоколов «Арктика» и «Сибирь» прогрессивную систему переменного тока с вентильными гребными двигателями, но головной заказчик и завод «Электросила» — изготовитель машин — не решились на принятие столь революционного решения. Была принята система переменно-постоянного

электродвижения, включающая генератор переменного тока, выпрямители и двигатели постоянного тока. Тем не менее наши ученые продолжают работу по созданию теоретических положений комплексной системы электродвижения на переменном токе.

К 1959 г. НИИ 627 представлял собой большой научно-исследовательский комплекс с развивающейся исследовательской и производственной базой. Институту было дано новое название — Всесоюзный научно-исследовательский институт электромеханики (ВНИИЭМ).

Развитие полупроводниковой техники позволило начать работы по созданию статических транзисторных преобразователей постоянного тока в переменный. Это научное направление развивалось и теоретически, и практически по мере повышения мощностей транзисторов, разрабатываемых электронной промышленностью. Создание бортовых статических преобразователей вместо быстроходных электромашинных преобразователей для ракет повышало надежность бортовой системы электропитания. Коллектив ученых под руководством проф. В. Г. Константина потратил много сил для решения этой проблемы, и научное руководство института решило, что очередная баллистическая ракета главного конструктора акад. М. К. Янгеля должна иметь на борту статические преобразователи. Эту работу коллектив ВНИИЭМ решал вместе с Томским филиалом, директором и главным конструктором которого в это время был В. И. Нэллин. Совместная работа с организацией М. К. Янгеля существенно сблизила наши коллективы. Вскоре КБ Янгеля получило задание на создание метеорологического спутника, а КБ Королева — на создание спутника связи. Научное руководство института приняло решение принять участие в этих работах главным образом по причине того, что наши теоретические проработки показали: ориентация долговременных космических аппаратов с помощью электромеханических систем дает прямой экономический эффект.

Работая с организацией акад. С. П. Королева и конкретно с акад. Б. В. Раушенбаумом и чл.-корр. Б. Е. Чертком, институт сумел создать оригинальный исполнительный орган системы ориентирования спутника связи «Молния — 1» в виде одноосного силового гироскопа ГСС. Эта разработка, выполненная коллективом под руководством Н. Я. Альпера и А. И. Мельникова, являет собой уникальный по оригинальности научно-технических решений силовой гироскопический комплекс, который и до сегодняшнего дня обеспечивает ориентацию спутников «Молния».

В начале описываемого периода коллектив института широко развернул исследования по созданию метеорологического спутника с электромеханической системой ориентации, вступив в соревнование с вариантом гравитационного ориентирования спутника, который разрабатывало КБ Янгеля.

Директор ВНИИЭМ акад. АрмССР А. Г. Иосифьян, выступивший инициатором этих исследований, конечно пошел на большой риск.

Институт был явно не подготовлен к решению такой сложной комплексной задачи ни в научно-техническом, ни в организационном плане. Сkeptики предрекали начавшимся работам полный провал. Однако широкий научный кругозор, выдающийся организаторский талант, собственная увлеченность идеей и умение увлечь ею других позволили Андронику Гевондовичу преодолеть все трудности. Наблюдая фотографии зон облачности в программе «Время», любой может убедиться, что риск был оправдан и мечта А. Г. Иосифьяна полностью осуществилась.

На научно-техническом совете у акад. М. В. Келдыша наш вариант спутника получил одобрение, и мы начали усиленно работать. По инициативе научного руководства для отработки основных идей по системам ориентации и энергопитания коллектив института в рекордно короткие сроки разработал и изготовил космический аппарат КЭЛ (космическая электротехническая лаборатория). Опыт проектирования и эксплуатации позволил приступить к разработке метеорологического спутника «Метеор».

ВНИИЭМ превратился в головную фирму по созданию космической метеорологической системы, которая была призвана обеспечить советскую метеорологическую службу информацией из космоса о подстилающей поверхности Земли и движении облачности, что существенно обогатило наземную метеорологическую информацию, доводя достоверность прогнозов до 70 %.

Космический аппарат, который создавался во ВНИИЭМ, представлял собой сложнейший электротехнический и электромеханический комплекс, основные системы которого разрабатывались в институте и изготавливались электротехнической промышленностью. Более того, все электромеханические системы, входящие в состав так называемой информационной аппаратуры, также разрабатывались и изготавливались на предприятиях ВНИИЭМ.

Разработанная во ВНИИЭМ документация была передана в Истринское отделение, которое к этому времени уже имело сложившийся коллектив и занимало большую территорию, где началось производство космических аппаратов «Метеор».

Научный коллектив ВНИИЭМ стал ведущим в стране по разработке электромеханических систем, ориентации и стабилизации космических аппаратов. Проблема создания космических аппаратов метеорологического и природно-ресурсного назначения («Метеор», «Ресурс») получала все более фундаментальное развитие. Отделы вычислительной техники направили свои усилия на создание вычислительных средств, обеспечивающих обработку телеметрической спутниковой информации. Автоматизированная система испытаний и обработки результатов по телеметрическим каналам стала штатной и для ряда космических объектов, разрабатываемых другими предприятиями.

ВНИИЭМ и его Истринское отделение разрабатывали в выпускали спутники «Метеор» с системой испытаний. Вскоре на одном из космодромов был создан завод (впоследствии филиал

ВНИИЭМ с заводом) специально для осуществления испытаний и пусков спутников «Метеор».

В настоящее время разработку третьего поколения спутника «Метеор» — «Метеор — 3» осуществляет Истринское отделение ВНИИЭМ под руководством главного конструктора, д. т. н. В. И. Адасько (в этом году он назначен директором ВНИИЭМ).

Коллектив Истринского отделения, создавая спутник «Метеор — 3», получил предложение от НАСА установить на одном из спутников этого типа американскую аппаратуру для картирования озонного слоя — «Томс» и впервые в нашей практике под руководством В. И. Адасько осуществил совместные работы с центром Годдарда. Этот спутник будет готов к полету в этом году, его запуск планируется посвятить году космоса, объявленному ООН в честь годовщины открытия Америки.

Коллективы, занимающиеся во ВНИИЭМ космической проблематикой, работают под руководством главного конструктора систем «Ресурс» (на базе «Метеор — 3») и «Планета» (геостационарный спутник метеорологической системы) д. т. н. Ю. В. Трифонова.

Геостационарный спутник «Планета» спроектирован как космический аппарат, уникальный по своим техническим характеристикам. Это пока единственный трехосноориентированный аппарат, предназначенный для геостационарной орбиты. Он имеет систему управления, построенную на оригинальных разработках ВНИИЭМ — бортовых вычислительных машинах. В составе комплекса разработан АИС на одинаковой с бортовыми машинами элементной базе. Наличие единого кода команд делает весь комплекс спутника и испытательных средств легко программно совместимым. Комплекс датчиков системы ориентации оригинален и создан разработчиками ВНИИЭМ. Уникальная работа была выполнена во ВНИИЭМ по созданию системы сканирования бериллиевого зеркала для основного оптикомеханического комплекса метеорологической информации. Спутник имеет широко развитый радиотехнический комплекс, его выходные характеристики находятся на уровне мировых стандартов.

Работа по изготовлению спутника находится в завершающей стадии. В создании этого сложнейшего аппарата принимает участие практически весь ВНИИЭМ с его отделениями и 8 организаций, подчиненных другим ведомствам.

ВНИИЭМ, получив уникальный опыт по созданию электромеханических систем для космических аппаратов, и орбитальных станций, завоевал большой научный авторитет, практически все организации, разрабатывающие космические аппараты, прибегают к услугам ВНИИЭМ. Так, например:

1. Некоторые спутники испытываются системами АИС ВНИИЭМ (Истринское отделение); создается третье поколение АИС для этих спутников.

2. Разработаны и внедрены гиростабилизаторы ГСС для системы ориентации спутников «Молния — 1, 2, 3»; бывший Томский филиал

ВНИИЭМ разработал гиростабилизаторы для всех остальных спутников связи.

3. Разработана система привода солнечных батарей для всех модификаций спутников ряда организаций.

4. Разработана и поставляется уникальная система ориентации КА с оригинальными исполнительными органами: магнитоподвешенным шаром и маховиком для быстрой переориентации.

5. Для орбитальных станций разработано и поставлено несколько поколений систем ориентации солнечных батарей наибольшей в СССР мощности. Разрабатываются и поставляются уникальные исполнительные органы системы ориентации и стабилизации на базе силовых гироскопов на магнитном подвесе (эта работа не имеет аналогов в мировой технике).

ВНИИЭМ разработал и поставляет уникальные бесколлекторные двигатели для систем терморегулирования большинства космических аппаратов, а также систем жизнеобеспечения космических кораблей, орбитальных станций и скафандров космонавтов. Созданием этого важного направления деятельности руководили к. т. н. С. А. Стома и д. т. н. И. А. Вевюрко.

Следует несколько слов сказать о разработке исполнительных органов систем ориентации, принципиально не имеющих аналогов в мировой технике.

Идея шарового двигателя маховика для стабилизации космических аппаратов возникла в конце 60-годов. Создавая трехмаховочные системы ориентации для своих спутников, мы обратили внимание на то, что в этих системах имеют место гироскопические моменты, возникающие между тремя маховиками, которые в отдельных случаях снижают точность ориентации. Эти паразитные моменты могут быть ликвидированы, если исполнительный орган будет иметь форму шара, который может вращаться в любом направлении. Возникла идея магнитного подвеса. Многолетние исследования позволили решить эту задачу, и шар успешно прошел летные испытания. Получив опыт осуществления электромагнитных опор, коллектив, созданный к. т. н. Н. Я. Альпером, развил дальнейшие исследования в этом направлении и создал силовой гироскоп на магнитных подшипниках.

Силовые гироскопы уже более 4-х лет осуществляют точнейшее управление орбитальным комплексом «Мир».

Весь перечисленный комплекс исследований и разработок показывает фундаментальный характер деятельности ВНИИЭМ в области космической электромеханики и в создании космических аппаратов экологического назначения.

Вернемся к хронологии описываемых событий. Прекращение деятельности совнархозов и восстановление министерств повлекло за собой выделение из ВНИИЭМ ряда филиалов и превращения их в самостоятельные институты, были созданы новые НИИ. Тем не менее к концу 60-х годов ВНИИЭМ представлял собой комплексный институт с филиалом в Истре и тремя заводами в Москве, Истре и Плисецке. В составе института

и Истринского отделения сформировалось направление вычислительной информационно-управляющей техники, которое имело свою идеологию и наиболее передовую в то время технологию.

ВНИИЭМ правильно оценил достижения фирмы «Intel», ориентировав все свои разработки вычислительных и управляющих машин на элементную базу, предложенную этой фирмой. Поэтому создаваемые во ВНИИЭМ вычислительные технические средства давали возможность использовать стандартные программные обеспечения, разрабатываемые иностранными фирмами.

Эти работы позволили приступить к созданию информационной управляющей системы для одного из типов атомных энергетических реакторов. Как показало время, все реакторы этого типа уже 20 лет работают с так называемой системой «Скала», которая была разработана и изготовлена во ВНИИЭМ для всех 14 блоков этого типа вместе с программным обеспечением.

В настоящее время институт создает следующее поколение информационных управляющих систем «Скала — М», которая на первом блоке Ленинградской станции включена в опытно-промышленную эксплуатацию.

Вычислительно-управляющая проблематика в деятельности института — одно из фундаментальных направлений, им руководит д. т. н. В. М. Долкарт.

Еще более длительную историю имеют работы по созданию технических средств управления и защиты атомных реакторных блоков (СУЗ), в рамках которых разрабатываются средства управления и защиты, а также привод управляющих стержней активной зоны реактора. Этим направлением руководят заместитель директора института В. К. Калашников и начальник отдела к. т. н. Ю. Н. Ольшевский.

Подобными системами снабжены 37 блоков АЭС с реакторами ВВР, в том числе 20 блоков, действующих на АЭС Болгарии, Венгрии, Чехословакии, Германии и Финляндии. Системы СУЗ также претерпевают модернизации, переходят от аналоговой системы к дискретной.

Таким образом, направление, связанное с созданием автоматических систем для АЭС, также является одним из фундаментальных в деятельности ВНИИЭМ.

В конце 60-х годов Президент АН СССР А. П. Александров уделил большое внимание внедрению в электротехнику сверхпроводящих материалов. ВНИИЭМ в содружестве с Институтом атомной энергии им. И. В. Курчатова и другими институтами приступил к созданию электрических машин, использующих эффект сверхпроводимости. Это потребовало фундаментальных исследований в области разработки методик расчета электромагнитных полей высокой напряженности. Совершенно по-новому необходимо поставить вопросы тепловых расчетов. Большие технологические трудности существуют в выполнении обмоток, технологии создания гелиевых трактов, поиске конструктивных решений, обеспечивающих минимальные теплопритоки.

Огромных усилий потребовало создание всех технических средств криогенной базы.

ВНИИЭМ в течение нескольких лет, создавая криогенную испытательную базу, проводил теоретические и экспериментальные работы на отдельных элементах электрических машин постоянного тока и каскадных двигателей переменного тока.

Прежде всего была создана модель двигателя постоянного тока со статическим криостатом. Моделирование ставило задачу создания малоинерционного двигателя постоянного тока, который в перспективе позволил бы поднять на 12 % производительность реверсивного двигателя блюминга. После того как металлурги приняли решение отказаться от реконструкции блюминга, работа была остановлена. Но опыт, накопленный ВНИИЭМ, оказался чрезвычайно полезным. В институте приступили к разработке двигателя мощностью 10000 кВт с целью создания системы электродвижения танкера, грузоподъемность которого должна увеличиться на 12 %.

В этих исследованиях сформировался дееспособный коллектив, поставивший задачу впервые в СССР создать модель сверхпроводникового турбогенератора на 3000 об/мин. Необходимо было решить ряд сложных теоретических вопросов, конструкторских термодинамических проблем и множество трудных технологических задач. Зрелость коллектива подтвердилась при создании и экспериментальной отработке модели турбогенератора 800 кВт, на котором испытывались разные типы статоров и роторов.

Накопленный опыт (изложенный в трудах ВНИИЭМ) позволил перейти к созданию двигателя переменного тока со сверхпроводниковым вращающимся криостатом, представляющим собой синхронно-асинхронный двигатель 2 кВт с требуемыми характеристиками и являющийся моделью двигателя для ледокола с системой электродвижения на переменном токе.

Создание электрических двигателей со сверхпроводящими обмотками — фундаментальная проблема, которой занимается и будет заниматься ВНИИЭМ.

Большой раздел деятельности ВНИИЭМ — разработка систем статического преобразования электрической энергии для гарантированного питания ответственных потребителей. Этой проблемой занимаются научные подразделения во ВНИИЭМ под руководством к. т. н. С. Л. Писарева и к. т. н. Л. Я. Раскина и в Истринском отделении под руководством д. т. н. В. Г. Яцука.

Системы, созданные в Истринском отделении, базируются на фундаментальных теоретических работах. Преобразовательная техника, являясь разделом нелинейной электротехники, изобилует различными схемотехническими вариантами, причем физические процессы, протекающие в схемах, и вопросы обеспечения надежности схемотехники настолько сложны и неоднозначны, что, как правило, отдаются на откуп коллективу разработчиков. Вот почему наличие двух соревнующихся направлений в таком теоретически сложном деле полезно и пользуется поддержкой руководства ВНИИЭМ.

Московские ученые, занимающиеся тиристорной техникой, сосредоточили свои усилия на следующих важных вопросах: системы возбуждения синхронных генераторов, статические преобразователи систем электродвижения переменного тока. Ими созданы системы возбуждения всех генераторов волжских и ряда других станций в СССР и за рубежом.

Решение проблем создания специальных статических преобразователей также является одним из фундаментальных направлений деятельности ВНИИЭМ.

В последние годы научное руководство института решило использовать исключительно интересный опыт создания силовых гироскопов на магнитных подшипниках, установленных на орбитальных станциях «Мир», для повышения надежности наземных электрических машин.

Теоретические исследования нелинейных следящих систем, обеспечивающих сохранение требуемого зазора между валом и магнитами электромагнитной опоры, показали возможность решить эту задачу для роторов массой от килограмма до тонны, причем при приемлемых энергозатратах.

Для этой сложнейшей электромеханической

системы, состоящей из гибких ротора и статора, была создана математическая модель, получен пакет программ для персональных компьютеров, обеспечивающих корректные, технически реализуемые конструктивные решения.

Взаимодействие ученых, занимающихся силовыми гироскопами и наземными роторными машинами, привело к созданию опробированной практикой теории, методик расчетов и пакетов программ, пригодных для расчета практически любой роторной машины.

Помимо электрических машин созданы газопрекачивающие аппараты на магнитном подвесе, которые прошли стендовые испытания и в ближайшее время будут включены в магистраль.

Таким образом, в институте создалось еще одно фундаментальное направление — электромагнитные подшипники для роторных машин.

Свой юбилей Всесоюзный научно-исследовательский институт электромеханики, все его отделения и заводы встречают в трудное время, являющееся следствием переживаемых страной коренных преобразований. Фундаментальность научной проблематики института, его многолетний опыт должны стать залогом преодоления этих трудностей.

УДК 621.311.016.35.001.6

Особенности функциональных свойств ЕЭС СССР

ВОЛКОВ Э. П., БАРИНОВ В. А., МАНЕВИЧ А. С.

Введение. В развитии электроэнергетики страны сохраняется тенденция к дальнейшему расширению границ ЕЭС СССР и увеличению связей между ее восточной и западной частями, а также расширению связей ЕЭС с зарубежными странами [1, 2]. Дальнейшее развитие ЕЭС СССР во многом будет зависеть от того, каким образом будет осуществляться транспорт энергоресурсов из Сибири в Европейскую часть СССР. При выборе наиболее целесообразных вариантов развития ЕЭС кроме экономических показателей необходимо также учитывать функциональные свойства, которые характеризуют устойчивость и живучесть ЕЭС.

В [3, 4] были исследованы динамические свойства схем ЕЭС на ближнюю и дальнюю перспективы на основе анализа модальных составляющих переходного движения системы и было показано, что характерной особенностью схем ЕЭС является наличие двух доминирующих низкочастотных слабодемпфированных модальных составляющих, связанных с большим числом переменных состояния системы большими коэффициентами распределения амплитуд. Влияние доминирующих модальных составляющих проявляется в том, что колебания на частотах этих составляющих со-

проводжаются охватом всей ЕЭС при любых возмущениях режима, и аварии, происходящие, например, на границах со странами Восточной Европы, могут ощущаться в районе Братска и наоборот, т. е. аварийные возмущения воспринимаются всей ЕЭС, что делает задачу обеспечения устойчивости и живучести ЕЭС весьма сложной.

В настоящей статье приведены результаты анализа апериодической статической устойчивости схемы восточной зоны ЕЭС СССР для различных этапов развития электропередачи 1150 кВ Сибирь — Казахстан — Урал на ближнюю перспективу, даны результаты исследований влияния различных факторов на функциональные свойства ЕЭС и сформулированы предложения по принципам дальнейшего развития ЕЭС.

Особенности функциональных свойств восточной зоны ЕЭС. Исследуемая схема замещения восточной зоны ЕЭС содержит 221 узел, 320 ветвей, 67 генераторов и отражает достаточно полно связи ОЭС Казахстана, Сибири, Средней Азии и Урала на ближнюю перспективу. Схема замещения характеризуется большой электрической удаленностью крайних узлов схемы при относительно небольшом числе узлов, в которых обеспечивается поддержание заданного напряжения на

Таблица 1

Вид утяжеления	Параметры предельных режимов для различных (1—4) этапов развития связей Сибирь — Казахстан — Урал			
	Этап 1	Этап 2	Этап 3	Этап 4
Утяжеление режима путем одинакового увеличения генерирующей мощности на Красноярской и Саяно-Шушенской ГЭС с отбором мощности на ППТ в Экибастузе	$P_{ГЭС\ \Sigma}=13\ 090\ МВт$ $P_{ППТ}=1300\ МВт$ $P_{сеч\ I}=1560\ МВт$ $P_{сеч\ II}=-430\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=14\ 920\ МВт$ $P_{ППТ}=980\ МВт$ $P_{сеч\ I}=3240\ МВт$ $P_{сеч\ II}=1420\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=15\ 620\ МВт$ $P_{ППТ}=1470\ МВт$ $P_{сеч\ I}=3810\ МВт$ $P_{сеч\ II}=1540\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=15\ 800\ МВт$ $P_{ППТ}=1600\ МВт$ $P_{сеч\ I}=3950\ МВт$ $P_{сеч\ II}=1530\ МВт$
Утяжеление режима путем одинакового увеличения генерирующей мощности на Красноярской и Саяно-Шушенской ГЭС без отбора мощности на ППТ в Экибастузе (ППТ отсутствует)	$P_{ГЭС\ \Sigma}=13\ 090\ МВт$ $P_{ППТ}=0$ $P_{сеч\ I}=1540\ МВт$ $P_{сеч\ II}=790\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=14\ 600\ МВт$ $P_{ППТ}=0$ $P_{сеч\ I}=3050\ МВт$ $P_{сеч\ II}=2120\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=15\ 520\ МВт$ $P_{ППТ}=0$ $P_{сеч\ I}=3740\ МВт$ $P_{сеч\ II}=2810\ МВт$	$P_{ГЭС\ \Sigma}=15\ 620\ МВт$ $P_{ППТ}=0$ $P_{сеч\ I}=3900\ МВт$ $P_{сеч\ II}=2930\ МВт$

Примечания. Этап 1: Кустанай — Челябинск — 500 кВ; Экибастуз — Итат — 500 кВ; без СК в Барнауле, Кокчетаве, Кустанае. Этап 2: Кустанай — Челябинск — 500 кВ; Экибастуз — Итат — 1150 кВ; в Барнауле 1 СК 320 МВ·А, 4 шунт. реактора (ШР) по 900 МВ·А; без СК в Кустанае и Кокчетаве. Этап 3: Кустанай — Челябинск — 1150 кВ; Экибастуз — Итат — 1150 кВ; в Барнауле 4 СК и 3 ШР; в Кустанае СТК 700 МВ·А, в Кокчетаве 4 СК 320 МВ·А. Этап 4: Кустанай — Челябинск — 1150 кВ; Экибастуз — Итат — 1150 кВ; в Барнауле 4 СК и 3 ШР; в Кустанае СТК 700 МВ·А; в Кокчетаве 4 СК 320 МВ·А; введена ЛЭП 1150 кВ Итат — Красноярск

транзитных ЛЭП, причем электропередача 1150 кВ шунтирована сетью 500 кВ, а на ряде участков — и сетью 220 кВ. Предусматривается, как один из возможных вариантов, отбор мощности в Экибастузе для передачи мощности по ППТ Экибастуз — Тамбов.

В табл. 1 приведены параметры предельных по апериодической статической устойчивости режимов для различных этапов развития электропередачи 1150 кВ при утяжелении режима увеличением мощности генерации на крупных ГЭС Сибири. Такое утяжеление режима обусловлено тем, что в настоящее время и в ближней перспективе в Сибири имеется избыток только пиковой мощности на ГЭС, который может быть передан на Урал и в Европейскую часть СССР. Параметры в табл. 1 указаны при следующих условиях:

1. Суммарная мощность $P_{ГЭС\ \Sigma}$ в исходном режиме для 1-го этапа равна 11240 МВт, для остальных этапов — 13 520 МВт. Мощности Братской и Усть-Илимской ГЭС неизменны и равны соответственно 3040 и 3200 МВт. Мощности Красноярской и Саяно-Шушенской ГЭС в исходном режиме для 1-го этапа равны 2000 и 3000 МВт, для остальных этапов — соответственно 2900 и 4380 МВт.

2. Сечение I (Сибирь — Казахстан) включает линии: 1150 кВ — п. п. Михайловский — Экибастуз; 500 кВ — Рубцовск — Усть-Каменогорск, Рубцовск — Ермаковская ГРЭС, Омск — Петропавловск, Омск — Экибастуз, подстанция Иртышская — Ермаковская ГРЭС; 220 кВ — Иртышская — Ленинградская; Рубцовск — Николаевка.

3. Сечение II (Казахстан — Урал) включает линии: 1150 кВ — Кустанай — Челябинск; 500 кВ — Сокол — Троицкая ГРЭС, Джетыгара — Ириклинская ГРЭС, Петропавловск — Курган.

4. Отбор мощности на ППТ принимался в 1,5 раза меньшим, чем увеличение мощности ГЭС.

Проведенные исследования¹ показали, что рас-

матриваемое энергообъединение характеризуется большими углами сдвига роторов генераторов в крайних узлах схемы (более 200° в предельных режимах), что обуславливает тяжелые условия в отношении обеспечения требуемого запаса апериодической устойчивости. Решающее влияние на увеличение предела передаваемой мощности сибирских ГЭС, как следует из табл. 1, имеет перевод участков линии Экибастуз — Итат на напряжение 1150 кВ. Дальнейшее удлинение электропередачи до Красноярска и даже Братска незначительно увеличивает передаваемую мощность от существующих электростанций. Для поддержания требуемого уровня напряжения требуется значительная мощность компенсирующих устройств, при этом прирост их реактивной мощности значительно превышает прирост активной мощности, которая может быть передана по условиям апериодической устойчивости. Например, при отключении двух шунтирующих реакторов суммарной мощностью 1800 МВ·А на Михайловском переключательном пункте предельная мощность увеличивается всего на 400 МВт. Суммарная предельная мощность генерации сибирских ГЭС, которая может быть передана на Запад, незначительно зависит от того, осуществляется в Экибастузе отбор мощности для передачи по ППТ или нет. Наличие ППТ приводит, по существу, только к перераспределению мощности между сетями переменного и постоянного тока, т. е. к изменению места приема мощности. Возможная загрузка ППТ при выбранном пути утяжеления (см. табл. 1) не превышает 1500 МВт (с учетом 20 % запаса по устойчивости). Узким сечением в транзите Сибирь — Казахстан — Урал является сечение Сибирь — Казахстан. Предельный по апериодической устойчивости поток мощности в этом сечении при переводе ЛЭП 1150 кВ на номинальное напряжение и оснащении ее компенсирующими устройствами в полном объеме оценивается величиной всего 4000 МВт, а при 20 %-ном запасе по апериодической устойчивости — величиной 3300 МВт.

Были проведены исследования влияния раз-

¹ Точность полученных результатов определяется соответствием расчетной схемы замещения восточной зоны ЕЭС действительности и в последующем может изменяться.

личных факторов на предельные режимы по апериодической устойчивости, в том числе — статических характеристик нагрузки, мест размещения компенсирующих устройств, вводов дополнительных цепей ЛЭП 500 и 1150 кВ, учета сети 220 кВ в эквивалентной схеме замещения.

Исследования показали существенное влияние типа статических характеристик нагрузки на предельные передаваемые мощности в сечениях Сибирь—Казахстан и Казахстан—Урал, а также на распределение потоков мощности в электрической сети всего энергообъединения. Так, например, разность предельных значений мощности в наиболее узком сечении Сибирь—Казахстан для 3-го этапа развития ЛЭП 1150 кВ при представлении нагрузки неизменными значениями мощностей и неизменными значениями сопротивлений составляет свыше 350 МВт.

Существенное влияние на величину предельного потока мощности оказывает учет сети 220 кВ и степень детализации сети 500 кВ, что обуславливает необходимость тщательной разработки расчетных схем замещения, адекватно отражающих действительность.

Ввод новых ЛЭП несущественно увеличивает пропускную способность всего транзита. Так, например, при планируемом сооружении ЛЭП 500 кВ Новосибирск—Омск (при рассмотрении 3-го этапа развития сети 1150 кВ) пропускная способность сечения Сибирь—Казахстан увеличивается не более, чем на 250 МВт. Еще меньшее увеличение предела пропускной способности получается при вводе ЛЭП 500 кВ Барнаул—Иртышская и 2-й цепи Означенное—Абакан—Итат. Даже ввод еще одной цепи 1150 кВ не позволит существенно увеличить пропускную способность сечения Сибирь—Казахстан.

Установка четырех синхронных компенсаторов по 320 МВ·А в Барнауле увеличивает пропускную способность сечения Сибирь—Казахстан всего на 250 МВт. Эффективность компенсирующих устройств в Кокчетаве и Кустанае еще меньше.

Таким образом, проведенные исследования показывают, что без кардинального изменения структуры основной электрической сети в направлении Восток—Запад существенно повысить предел передаваемой мощности в сечении Сибирь—Казахстан трудно, что связано с большой протяженностью энергообъединения и наличием многоконтурной сети, содержащей ЛЭП 220 и 500 кВ.

Как было сказано выше, другой качественной особенностью рассматриваемого энергообъединения является наличие доминирующих слабодемпфированных низкочастотных модальных составляющих с частотами 0,146 Гц и 0,217 Гц [3, 4], связанных с большим числом переменных состояния системы большими коэффициентами распределения амплитуд. Например, сумма коэффициентов распределения амплитуд для этих доминирующих модальных составляющих составляет соответственно 48,1 и 55,1, в то время как для других модальных составляющих эта сумма значительно меньше (сумма коэффициентов распределения амплитуд для тринадцати модальных составляющих находится в пределах 1—2, тридца-

ти — в пределах 2—5, одиннадцати — в пределах 5—10, семи — в пределах 10—20, трех — более 20).

Дополнительно к результатам исследований динамических свойств схем ЕЭС на ближнюю и дальнюю перспективы, представленным в [3, 4], были проведены исследования влияния различных факторов на динамические свойства ЕЭС, в том числе моментов, зависящих от скорости вращения роторов и параметров АРВ генераторов, вида статических характеристик нагрузки. Установлено, что решающее влияние на коэффициенты демпфирования колебаний оказывают моменты, зависящие от скорости вращения роторов генераторов. Это влияние проявляется через действие демпферных контуров, регуляторов скорости турбин, статических характеристик нагрузки по частоте, соответствующим образом выбранную структуру и параметры регуляторов возбуждения генераторов. Наиболее эффективные места установки дополнительных стабилизирующих средств для демпфирования двух указанных низкочастотных модальных составляющих, определенные по коэффициентам чувствительности вещественных частей низкочастотных собственных значений к изменению демпферного коэффициента k_d , находятся в периферийных узлах схемы, в частности, среди существующих электростанций — на Усть-Илимской и Братской ГЭС.

Расчеты показали, что статические характеристики нагрузки по напряжению незначительно влияют на коэффициенты демпфирования низкочастотных модальных составляющих. Что касается регуляторов возбуждения, то они могут быть эффективны только при соответствующем выборе передаточной функции регулятора.

Существенное влияние на коэффициенты распределения амплитуд и соответственно на коэффициенты относительного влияния различных модальных составляющих оказывают статические характеристики нагрузки, что обуславливает необходимость использования при исследовании динамических свойств ЕЭС наиболее точной информации об этих характеристиках. Следует отметить, однако, что суммарная относительная роль двух доминирующих низкочастотных составляющих при вариации статических характеристик нагрузки меняется мало.

Для подтверждения сказанного в табл. 2 при-

Таблица 2

Показатель	Значения показателей при		
	$P_h = \text{const}$, $Q_h = \text{const}$	$R_h = \text{const}$, $X_h = \text{const}$	типовом статистической характеристике — полиноме второй степени*
ΣK_i	8,16	6,4	6,0
$K_1 + K_2$	1,83	1,45	1,39
K_2	0,83	0,45	0,39
$K_1 + K_2$	0,224	0,226	0,232
ΣK_i			

* Коэффициенты полинома имеют вид: для P_h — $a_0=0,83$, $a_1=-0,3$, $a_2=0,47$; для Q_h — $b_0=3,7$, $b_1=-7$, $b_2=4,3$.

ведены сумма коэффициентов распределения амплитуд для всех модальных составляющих $\sum K_i$, сумма коэффициентов распределения амплитуд для двух доминирующих модальных составляющих (K_1+K_2) и их относительное значение

$$\left(\frac{K_1+K_2}{\sum K_i} \right),$$

сумма коэффициентов распределения амплитуд для модальной составляющей с более высокой частотой 0,217 Гц (K_2) при различном представлении статических характеристик нагрузки.

Ниже приведены коэффициенты относительной эффективности мест установки дополнительных регулирующих устройств для улучшения демпфирования двух низкочастотных модальных составляющих, определенные по коэффициентам чувствительности вещественных частей низкочастотных собственных значений к изменению коэффициентов демпфирования:

Электростанция	Коэффициент относительной эффективности
Усть-Илимская ГЭС	1
Братская ГЭС	0,80
Саяно-Шушенская ГЭС	0,61
Березовская ГРЭС	0,56
Экибастузская ГРЭС-1	0,15
Фрунзенская ТЭЦ	0,31
Курпайская ГЭС	0,79
Сырдарьинская ГРЭС	0,92

Следует отметить, что Сырдарьинская ГРЭС в принятой расчетной схеме замещения восточной зоны ЕЭС была самым удаленным генерирующим узлом в ОЭС Средней Азии.

Проведенные исследования (в том числе [3, 4]) показывают, что расширение территории, охватываемой ЕЭС, увеличение числа ЛЭП сверхвысокого напряжения переменного тока и увеличение потоков мощности в направлении Восток — Запад увеличивает относительную роль доминирующих модальных составляющих в динамике ЕЭС и тем самым усложняет проблему обеспечения устойчивости и живучести ЕЭС.

Необходимо отметить, что низкочастотные слабодемпфированные колебания в энергообъединениях протяженной структуры наблюдались в разных странах [5, 6]. Для улучшения демпфирования этих колебаний обычно используются системные стабилизаторы, действующие на системы возбуждения генераторов, и статические компенсаторы реактивной мощности. Эффективным средством улучшения демпфирования низкочастотных колебаний при наличии параллельных ЛЭП постоянного и переменного тока является соответствующее управление преобразователями [7]. Для реализации этой возможности и повышения управляемости сечения между Сибирью и Европейской частью СССР было бы целесообразно строительство преобразовательной подстанции на Урале для строящейся электропередачи постоянного тока 1500 кВ Экибастуз—Тамбов.

Вопрос оценки эффективности регуляторов возбуждения существующих и планируемых к вводу генераторов, а также предусмотренных проек-

том для электропередачи 1150 кВ компенсирующих устройств для улучшения демпфирования низкочастотных доминирующих составляющих и уменьшения их относительного влияния на динамику ЕЭС подлежит дополнительному исследованию.

Предлагаемые принципы развития ЕЭС на перспективу. Исследования режимов и устойчивости схем ЕЭС на перспективу, описанные в [3, 4] и в настоящей статье, анализ развития и принципов построения зарубежных энергообъединений позволяют сформулировать следующие предложения по дальнейшему развитию ЕЭС СССР.

Единую электроэнергетическую систему СССР с точки зрения устойчивости и живучести целесообразно развивать на принципе самобалансирования отдельных регионов страны по энергии и мощности, допуская отход от этого принципа при глубоком технико-экономическом обосновании. Основная роль ЕЭС и ее межсистемных связей при этом будет заключаться во взаимном резервировании регионов в нормальных и аварийных режимах, осуществлении экономически выгодного межрегионального обмена электроэнергией и рационального регулирования расхода первичных энергоресурсов в целом по стране с учетом складывающейся топливной конъюнктуры.

Основным критерием, определяющим развитие межсистемных электрических связей между энергосистемами в регионах и межсистемных электропередач между регионами, должно быть снижение капитальных вложений и ежегодных эксплуатационных затрат для всех регионов в результате интеграции энергосистем регионов в ЕЭС за счет снижения установленной мощности электростанций и уменьшения расхода и стоимости топлива при обеспечении требуемого уровня надежности электроснабжения потребителей.

При этом в отношении надежности необходимо стремиться к выполнению критерия структурной надежности ($n-i$), принятому в зарубежных энергообъединениях. Согласно этому критерию отказ любого элемента ЕЭС, а в ряде ответственных случаев — и отказ двух и более элементов, не должен приводить к нарушению электроснабжения потребителей.

В каждом регионе электрическую сеть целесообразно развивать с резервной структурой, при которой от каждого узла отходит несколько связей. Эта сеть должна обеспечивать надежную схему выдачи мощности крупных электростанций и надежное электроснабжение крупных узлов нагрузки и городов. Отдельные регионы страны при этом могут связываться параллельными ЛЭП переменного тока или вставками и ЛЭП постоянного тока таким образом, чтобы выход одной из линий электропередачи не приводил к нарушению устойчивости ЕЭС и действию противоаварийной автоматики, отключающей потребителей электроэнергии. Это же требование относится и к ЛЭП внутри регионов.

При необходимости передачи в дальней перспективе больших потоков электроэнергии на дальние расстояния, например от крупных электростанций в Сибири, целесообразно для этих целей

специально строить, если это экономически окажется выгодным по сравнению с транспортом первичных энергоресурсов, ряд параллельных ЛЭП высших классов напряжения постоянного или переменного тока с пропускной способностью, достаточной для передачи предельного потока мощности при отключении одной из параллельных линий. При этом целесообразно, чтобы транзитные ЛЭП не работали параллельно с шунтирующими сетями более низкого класса напряжения, так как такой режим может приводить при отсутствии необходимых средств регулирования к увеличению потерь электроэнергии и ограничению по условию устойчивости величины передаваемого по всему сечению потока мощности, что видно из приведенных выше результатов расчетов режимов и устойчивости транзита Сибирь—Казахстан—Урал.

Необходимо повысить управляемость электроэнергетических объектов. Следует значительно увеличить строительство маневренных электростанций в Европейской части страны, в первую очередь ПГУ и ГТУ. Необходимо всемерное развитие электрических сетей и средств управления потоками электрической энергии в них: статических тиристорных компенсаторов реактивной мощности, управляемых реакторов, фазоповоротных трансформаторов. Целесообразно изменить инвестиционную политику в строительстве электростанций и сетей, значительно увеличив затраты на сетевое строительство.

Должна быть проведена децентрализация производства и распределения электрической энергии, что повысит надежность электроснабжения потребителей. Общий резерв мощности для обеспечения нормальной работы ЕЭС и надежного электроснабжения потребителей должен быть увеличен по крайней мере до 15—17 % (при его рациональном размещении в ЕЭС), а впоследствии еще больше.

Развитие ЕЭС по принципу самобалансирования регионов не потребует до 2010 г. использования ЛЭП напряжением выше осваиваемых классов напряжения — 1150 кВ переменного и 1500 кВ постоянного тока.

Первоочередными задачами развития системообразующей сети ЕЭС высших классов напряжения на ближайшее время являются: ввод в работу на напряжении 1150 кВ всех участков ЛЭП Итат — Челябинск и оснащение ее полностью компенсирующими устройствами (в первую очередь, как следует из приведенных результатов, на напряжение 1150 кВ должен быть переведен участок ЛЭП 1150 кВ Итат — Барнаул — Экибастуз); решение вопроса о наиболее целесообразном варианте завершения строительства ППТ 1500 кВ; отработка принципов и систем управления интегрированной сетью постоянного и переменного тока, обеспечивающих необходимые уровни устойчивости и живучести ЕЭС. В перспективе после решения этих первоочередных задач могут быть рассмотрены варианты продления электропередачи 1150 кВ Сибирь — Казахстан — Урал в западном и восточном направлениях и развития передач постоянного тока.

Для успешного функционирования ЕЭС необходимо развитие методов и средств оперативно-диспетчерского управления, соответствующих сложности ЕЭС как объекта управления, на основе современной теории управления и современной вычислительной и информационной техники, развитие каналов связи и создание единой информационной вычислительной сети, охватывающей все основные уровни управления ЕЭС СССР, комплексная автоматизация всего процесса производства и распределения электроэнергии. Необходима разработка автоматизированных систем регулирования электропотребления с использованием дифференцированных тарифов, максимально учитывая реальные затраты на производство и транспорт электроэнергии, работающих совместно с автоматизированной системой диспетчерского управления режимами ЕЭС СССР. Необходима разработка систем предотвращения и локализации тяжелых аварий и быстрейшего восстановления нормального режима функционирования ЕЭС после погашения частей ЕЭС в результате тяжелых аварий.

Учитывая расширяющееся внедрение в энергосистемы цифровой вычислительной техники, информационных систем, охватывающих все иерархические уровни ЕЭС, можно полагать, что в перспективе развитие систем управления уставновившимися и переходными режимами энергосистем пойдет по пути создания многоуровневых самоорганизующихся систем управления, решающих в темпе процесса задачи оценивания состояния, идентификации параметров и синтеза законов управления [3].

Заключение. Проведенные исследования уставновившихся режимов, апериодической статической устойчивости, модальной структуры, переходных процессов схем ЕЭС на ближнюю и дальнююю перспективу выявили следующие основные функциональные особенности, которые необходимо учитывать при разработке концепции развития ЕЭС.

Предельный поток мощности от крупных ГЭС в ОЭС Сибири на Урал и в Европейскую часть СССР по условиям апериодической статической устойчивости на ближнюю перспективу ограничивается пропускной способностью сечения Сибирь — Казахстан и при переводе всей ЛЭП 1150 кВ Итат — Челябинск на номинальное напряжение и оснащении ее компенсирующими устройствами в полном объеме оценивается в этом сечении значением порядка всего 4000 МВт. Возможности повышения этого предела без кардинального изменения структуры основной сети в направлении Восток — Запад существенно ограничены из-за большой протяженности энергообъединения и наличия многоконтурной сети, содержащей шунтирующие ЛЭП напряжением 220, 500 и 1150 кВ.

Создание протяженного энергообъединения в направлении Восток — Запад характеризуется наличием слабодемптированных низкочастотных составляющих электромеханического движения, имеющих общесистемный характер. Колебания на частотах доминирующих модальных составляющих сопровождаются охватом практически всех

генераторов объединения при любых возмущениях режима, вследствие чего возможны нарушения устойчивости при авариях в частях ЕЭС, удаленных от места возмущения. Это значительно усложняет задачу обеспечения устойчивости и живучести ЕЭС и обуславливает необходимость разработки новых принципов и средств противоаварийного управления. При этом становятся актуальными задачи улучшения демпфирования низкочастотных колебаний и уменьшения относительного влияния доминирующих модальных составляющих на динамику энергообъединения. Решающее влияние на коэффициенты демпфирования колебаний оказывают моменты, зависящие от скорости вращения роторов генераторов. С увеличением протяженности энергообъединения и усиления связей в направлении Восток — Запад влияние доминирующих низкочастотных модальных составляющих на функционирование ЕЭС возрастает.

С позиций устойчивости и живучести и новых социальных условий ЕЭС СССР целесообразно развивать на принципе самобаланса, допуская отход от этого принципа при глубоком технико-экономическом обосновании. Необходимо стремиться к разработке такой структуры основных сетей ЕЭС и ее систем управления, чтобы отключение любого элемента сети не приводило к нарушению устойчивости ЕЭС и действию противоаварийной автоматики, отключающей потребителей энергии.

Основной проблемой, определяющей развитие системообразующих связей высших классов напряжения 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока, является определение оптимального соотношения между объемами транспортиру-

емых первичных энергоресурсов и электроэнергии из восточных районов страны в западные с учетом обеспечения требуемого уровня надежности электроснабжения потребителей и устойчивости и живучести ЕЭС СССР. Указанные выше особенности функциональных свойств ЕЭС накладывают существенные ограничения на транспорт электроэнергии и должны быть учтены при выборе наиболее целесообразной степени развития, с одной стороны, электропередач переменного тока 1150 кВ и постоянного тока 1500 кВ и, с другой стороны, развития для нужд электроэнергетики железнодорожного и газопроводного транспорта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучеров Ю. Н., Руденко Ю. Н. О развитии основной электрической сети единой электроэнергетической системы СССР на период 2010—2020 гг. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1989, № 1.
2. Ершевич В. В., Антименко Ю. Л. Перспективы объединения энергосистем СССР и США. — Электричество, 1990, № 9.
3. Баринов В. А., Совалов С. А. Режимы энергосистем: методы анализа и управления. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Баринов В. А., Воропай Н. И. Влияние динамических свойств на принципы формирования основной электрической сети Единой электроэнергетической системы СССР. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1990, № 6.
5. Problems posed in power system planning by electro-mechanical oscillation damping and means for solution / V. Arcidiacono, E. Ferrari, R. Marconato et al. — CIGRE, 1982, rep. 31-15.
6. Stability problems in the NORDIC power system / T. Johansson, B. Wrang, L. Mäkelä et al. — CIGRE, 1982, rep. 31-06.
7. Haur J. F. Controllable AC/DC dynamics in the Western US power system. — CIGRE Symposium 09-87, rep. 200-11.

[25.09.90]

УДК 621.315.1:621.316.93:614.825.027.26.001.24

Методика оценки уровня электробезопасности при грозовых воздействиях на ВЛ напряжением до 1 кВ

ИЕРУСАЛИМОВ М. Е., РЫБАЛЬЧЕНКО Ю. Я.

Киев

Атмосферные перенапряжения, возникающие на воздушных линиях (ВЛ) при грозах, являются фактором повышенной опасности. Для защиты от них людей используются технические средства (заземления, разрядники и т. п.), аналогичные применяемым для защиты электрооборудования. Однако для настоящего времени не известны численные значения, характеризующие уровни электробезопасности, обеспечиваемые как отдельными средствами грозозащиты, так и их совокупностями. Это обусловлено отсутствием методики, позволяющей дать необходимые количественные оценки для последующего выбора оптимальных средств грозозащиты по критериям электробезопасности.

Авторами разработана методика, учитывающая специфику грозовых явлений: неопределенность места удара молнии, вероятностный характер возникающих токов и напряжений и т. д. Эти особенности не позволяли адекватно использовать для определения уровней электробезопасности методики, разработанные для постоянных и переменных токов. Поскольку последствия воздействия на людей импульсных токов еще недостаточно изучены, авторы исходили из известной гипотезы о наличии предельно допустимого значения $W_{\text{чел}}$ энергии электрического импульса, превышение которого может привести к смертельному электропоражению человека. Это значение принималось в диапазоне 27—150 Дж [1].

Рассмотрим основные положения методики на примере ВЛ 0,38 кВ. Последние выбраны в качестве объекта исследования ввиду значительной суммарной протяженности этих линий и постоянного взаимодействия людей с подключенными к ВЛ электроприборами.

Показателем, объективно характеризующим уровень электробезопасности, является вероятность электропоражения человека $P(\text{ЭП})$:

$$P(\text{ЭП}) = P(\text{возд}) P^*(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд}), \quad (1)$$

где $P(\text{возд})$ — вероятность воздействия на человека грозового перенапряжения в момент разряда молнии; $P^*(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд})$ — условная вероятность выделения в теле человека, подвергшегося такому воздействию, энергии, превосходящей допустимое значение $W_{\text{ч.доп}}$.

Определим вероятность $P(\text{возд})$, полагая, что исходные потоки событий «касание человеком электроприборов (электропроводники)» и «грозовое перенапряжение», а также результирующий поток событий «воздействие на человека грозового перенапряжения» обладают свойствами простейших (стационарных пуассоновских) потоков [2]. Для этого используем известную из теории массового обслуживания формулу Эрланга. В соответствии с ней для n -канальной системы массового обслуживания вероятность отказа в обслуживании поступившей заявки равна [2].

$$P_{\text{отк}} = \frac{\alpha^n}{(n!) \sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}. \quad (2)$$

Здесь α — приведенная плотность заявок,

$$\alpha = \lambda T_{\text{об}}^{\text{ср}},$$

λ — плотность потока поступающих заявок, равная их среднему количеству в единицу времени; $T_{\text{об}}^{\text{ср}}$ — среднее время обслуживания одной заявки (продолжительность «занятого» состояния каждого из n каналов).

В нашем случае в качестве «каналов» рассматриваются люди, располагающиеся в разных местах ВЛ и могущие оказаться под воздействием токов молнии, а в качестве поступающей «заявки» выступает грозовой разряд. Событие «занятое состояние канала» здесь соответствует событию «касание человеком электроприборов», а событие «поступление заявки на обслуживание» — событию «грозовое перенапряжение». При этом вероятность $P_{\text{отк}}$ в выражении (2) соответствует $P(\text{возд})$.

Вероятность одновременного воздействия токов молнии на n человек равна

$$P(\text{возд})_n = \frac{(\lambda_n T_{\text{кас}})^n}{n! \sum_{k=0}^n \frac{(\lambda_n T_{\text{кас}})^k}{k!}}, \quad (3)$$

а на одного человека ($n=1$) —

$$P(\text{возд})_1 = \frac{\lambda_n T_{\text{кас}}}{1 + \lambda_n T_{\text{кас}}}, \quad (4)$$

где λ_n — плотность потока (частота) событий «грозовое перенапряжение»; $T_{\text{кас}}$ — среднее время

касания человеком электроприборов (проводки), выраженное в единицах измерения расчётного периода времени T_p .

Известно, что грозовые перенапряжения возникают на ВЛ как при прямых ударах молнии, так и при разрядах вблизи линии. Прямые удары наиболее опасны для людей [3]. Индуцированные же перенапряжения, как показано в [1], не представляют для людей существенной опасности, поэтому в расчете допустимо ими пренебречь. С учетом этого значение λ_n выражениях (3) и (4) равно.

$$\lambda_n = N_{\text{п.у.м}} k_s,$$

где $N_{\text{п.у.м}}$ — ежегодное среднее число прямых ударов молнии в ВЛ без учета эффекта экранирования; k_s — коэффициент экранирования ВЛ высокими строениями, деревьями, антеннами и т. п. ($k_s \leq 1$).

В свою очередь, $N_{\text{п.у.м}}$ определяется известным соотношением

$$N_{\text{п.у.м}} = 0,4 N_{\text{г.ч}} h_{\text{ср}} l_{\text{л}} \cdot 10^{-3},$$

где $N_{\text{г.ч}}$ — ежегодное число грозовых часов в данной местности; $h_{\text{ср}}$ — средняя высота подвески верхнего провода ВЛ, м; $l_{\text{л}}$ — длина ВЛ, км.

Например, для ВЛ 0,38 кВ длиной 1 км, имеющей $h_{\text{ср}} = 7,25$ м и расположенной в местности с 50 грозовыми часами в году $N_{\text{п.у.м}} = 0,145 \text{ год}^{-1}$. Это при средней величине $k_s = 0,7$ дает расчетное значение $\lambda_n \approx 0,1 \text{ год}^{-1}$.

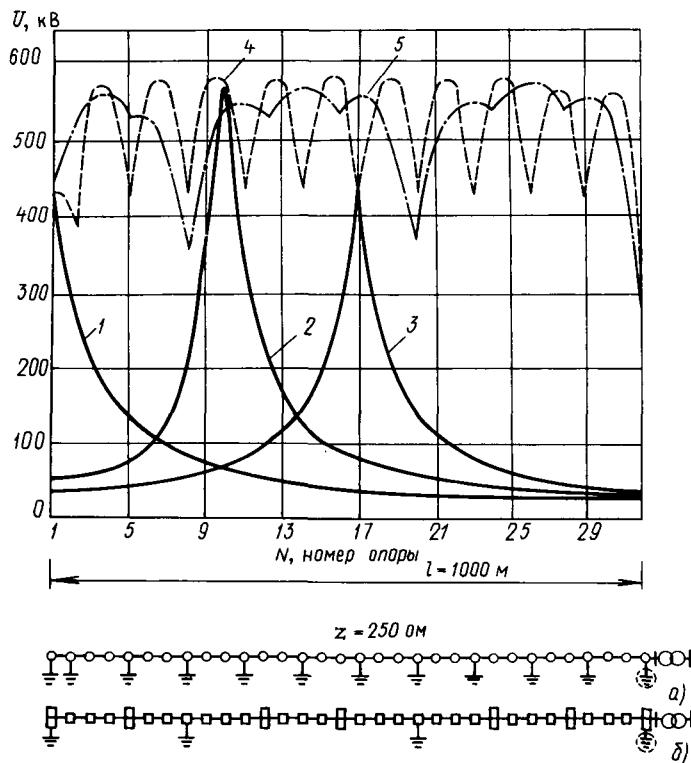
Значение $T_{\text{кас}}$ в выражениях (3) и (4) для конкретных случаев может быть экспериментально определено путем хронометрирования. В качестве оценочного (при расчетном периоде $T_p = 1 \text{ год}$) может быть принято значение $T_{\text{кас}} = (10^{-3} \div 10^{-5})$ года, что для условий указанного выше примера дает $P(\text{возд}) = 10^{-4} \div 10^{-6}$.

Удары молнии в разные места ВЛ сопровождаются перенапряжением с различной амплитудой. Это обусловлено схемными особенностями грозозащиты: наличием в месте удара грозозащитного заземления, его сопротивлением, количеством и порядком размещения на линии других заземлений и т. п. Для иллюстрации на рисунке представлены результаты расчета амплитудных значений перенапряжений при ударах молнии с током 20 кА в ВЛ 0,38 кВ. Из рисунка (кривые 1, 2, 3) видно, что по мере распространения от места прямого удара молнии амплитуды волн перенапряжений из-за наличия на линии грозозащитных заземлений интенсивно затухают. Амплитуда волн аппроксимируется выражением

$$U_s = U_0 e^{-a_u \sqrt{s}},$$

где U_0 — амплитуда волны перенапряжения в месте удара, кВ; U_s — амплитуда волны после пробега расстояния s , кВ; s — длина пробега волны, км; a_u — коэффициент затухания амплитуды, км $^{-0.5}$.

Например, для ВЛ 0,38 кВ с размещением грозозащитных заземлений сопротивлением 30 Ом че-



Амплитуды перенапряжений при ударе молнии в ВЛ различных конструкций:

○ — деревянная опора ВЛ 0,38 кВ; □ — одностоечная железобетонная опора ВЛ 0,38 кВ; ■ — сложная железобетонная опора ВЛ 0,38 кВ; стандартное обозначение заземления — грозозащитное заземление ($R=30 \text{ Ом}$); то же в пунктирной окружности — заземление ТП 10/0,38 кВ ($R=10 \text{ Ом}$)

рез каждые 100 м (схема «*a*» на рисунке), расчетное значение a_u равно $3,7 \text{ км}^{-0,5}$.

Таким образом, напряжение и, соответственно, протекающий через тело человека ток существенно зависят от положения человека относительно места удара молнии в линию. Еще более существенно зависит от этого выделяющаяся в теле человека энергия.

Для определения $P^*(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})$ в выражении (1) необходимо рассматривать множество возможных сочетаний зон взаимного расположения человека и мест ударов молний с учетом соответствующих вероятностей. Так, например, при анализе условий электробезопасности людей, взаимодействующих с электроприборами, подключенными к ВЛ 0,38 кВ, выражение для определения $P^*(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})$ имеет вид

$$P^*(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд}) = \sum_{i=1}^m P_i(M) \left\{ \sum_{j=1}^q [P_{ij}(\text{разм}) P_{ij} \times (W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})] \right\}, \quad (5)$$

где $P_i(M)$ — вероятность удара молнии в i -ю зону ВЛ; $P_{ij}(\text{разм})$ — вероятность размещения человека в j -й зоне ВЛ при ударе молнии в i -ю зону линии; $P_{ij}(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})$ — вероятность выделения в теле человека, находящегося в j -й зоне ВЛ (при ударе молнии в i -ю зону) энергии, превосходящей допустимое значение $W_{\text{ч. доп}}$; m — количество зон возможных ударов в ВЛ; q — коли-

чество зон возможного размещения людей вдоль данной ВЛ.

Вероятность $P_i(M)$ представляет собой вероятность попадания точки на заданный отрезок прямой, численно равную

$$P_i(M) = l_i/l_a, \quad (6)$$

где l_i — геометрический размер (длина) i -й зоны, l_a — общая длина ВЛ.

Для ВЛ 0,38 кВ, ввиду соизмеримости высот подвески проводов на опорах с длинами пролетов, в качестве минимальных по размерам единичных зон ударов молнии целесообразно рассматривать участки линии, примыкающие со всех сторон к опорам на длине, равной половине пролета. Поскольку ответвления от ВЛ к вводам в помещения и прочим электроприемникам выполняются только на опорах ВЛ, в качестве минимальных зон размещения людей целесообразно рассматривать такие же, как и для зон удара молнии, участки линии, а вероятности $P_{ij}(\text{разм})$ определять по выражению, аналогичному (6).

При достаточно большом числе опор $n_{\text{оп}}$ на линии можно принять в выражении (5) $m=q=n_{\text{оп}}$, преобразовав его к виду

$$P^*(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд}) = \frac{1}{n_{\text{оп}}^2} \sum_{i=1}^{n_{\text{оп}}} \sum_{j=1}^{n_{\text{оп}}} P_{ij}(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд}). \quad (7)$$

Вероятность $P_{ij}(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})$ определяется из выражения

$$P_{ij}(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд}) = \Phi \left\{ \lg \left[\frac{B R_{ij}^2 R_u}{W_{\text{ч. доп}}} \right]^A \right\}, \quad (8)$$

где Φ — гауссовский интеграл ошибок

$$\Phi(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt;$$

k_{ij} — доля полного тока ударившей в i -ю зону ВЛ молнии, протекающая через тело человека, размещающегося в j -й зоне линии и оказавшегося под воздействием грозового перенапряжения; R_u — сопротивление тела человека, принимаемое в подобных расчетах равным 500 Ом; $W_{\text{ч. доп}}$ — допустимое значение энергии электрического импульса, выделяющейся в теле человека ($W_{\text{ч. доп}} = 27 \div 150 \text{ Дж}$); A и B — эмпирические коэффициенты, полученные обработкой данных [4] ($A=1,018$; $B=66834 \text{ A}^2 \cdot \text{с}$).

В выражении (8)

$$k_{ij} = \frac{U_{ij}}{I_{mi}(R_u + 1,5\rho_{\text{осн}})},$$

где U_{ij} — амплитуда перенапряжения в j -й зоне ВЛ, вызванного ударом молнии в i -ю зону линии, кВ; I_{mi} — амплитуда тока молнии, ударившей в i -ю зону ВЛ, кА; $\rho_{\text{осн}}$ — удельное сопротивление основания (пола), на котором располагается человек.

В табл. 1 приведены расчетные значения вероятностей для трех зон удара молнии в ВЛ 0,38 кВ ($i=1, 10, 17$), схема которой показана на рисунке (a). В числителе даны максимальные точечные значения $P_{ii}(W_{\text{ч. доп}}/\text{возд})$ для случаев

Таблица 1

$W_{\text{ч. доп.}} \text{ Дж}$	Зона удара молнии (рисунок, а)	Расчетные значения вероятностей при удельном сопротивлении основания $\rho_{\text{осн}}$ (Ом. м), равном						
		100	300	500	1000	5000	10 000	50 000
27	$i=1$	0,9992 0,8122	0,9977 0,7253	0,9952 0,6535	0,9851 0,5215	0,8285 0,1865	0,6418 0,0940	0,1499 0,0089
	$i=10$	0,9997 0,8813	0,9990 0,8184	0,9979 0,7632	0,9928 0,6534	0,8888 0,3067	0,7375 0,1782	0,2223 0,0254
	$i=17$	0,9993 0,9001	0,9978 0,8379	0,9954 0,7809	0,9856 0,6634	0,8314 0,2881	0,6461 0,1587	0,1526 0,0198
	$i=1$	0,9920 0,5971	0,9810 0,4894	0,9665 0,4133	0,9216 0,2944	0,5753 0,0747	0,3465 0,0313	0,0363 0,0018
	$i=10$	0,9963 0,7177	0,9905 0,6250	0,9823 0,5543	0,9543 0,4330	0,6780 0,1477	0,4514 0,0710	0,0640 0,0054
	$i=17$	0,9923 0,7327	0,9815 0,6324	0,9673 0,5550	0,9232 0,4224	0,5798 0,1295	0,3507 0,0587	0,0373 0,0038

Таблица 2

$W_{\text{ч. доп.}} \text{ Дж}$	Расчетные значения вероятностей при удельном сопротивлении основания $\rho_{\text{осн}}$ (Ом. м), равном						
	100	300	500	1000	5000	10 000	50 000
27	0,8598	0,7974	0,7291	0,6128	0,2729	0,1557	0,0215
150	0,6803	0,5934	0,5076	0,4061	0,1285	0,0585	0,0045

расположения человека непосредственно в зоне удара молнии. В знаменателе указаны усредненные для $i=1, 10, 17$ значения

$$P_{ij}^{\text{ср}}(W_{\text{ч. доп.}}/\text{возд}) = \frac{1}{n_{\text{оп}}} \sum_{j=1}^{n_{\text{оп}}} P_{ij}(W_{\text{ч. доп.}}/\text{возд}),$$

лучшим образом характеризующие множество возможных вариантов размещения людей при ударах молнии в определенные зоны воздушной линии.

В табл. 2 приведены расчетные значения вероятностей $P^*(W_{\text{ч. доп.}}/\text{возд})$, определенные для этой же ВЛ 0,38 кВ в соответствии с выражением (8).

С учетом полученных ранее значений $P(\text{возд})$ и данных табл. 1 и 2, для человека, размещающегося при грозе вне помещения ($100 < \rho_{\text{осн}} < 1000$ Ом. м), расчетные значения P (ЭП) лежат в пределах от $0,86 \cdot 10^{-4}$ до $0,4 \cdot 10^{-6}$. При этом видна особая опасность, создающаяся для людей непосредственно в зонах прямого удара молнии. Если же человек, что естественнее, находится во время грозы внутри помещения с сухим изолирующим полом ($\rho_{\text{осн}} \geq 5 \cdot 10^4$ Ом. м), расчетные значения P (ЭП) составляют $0,22 \cdot 10^{-6}$ — $0,45 \cdot 10^{-7}$.

Выполненный авторами анализ полученных из 50 энергосистем СССР данных по эксплуатации ВЛ 0,38 кВ указал на крайнюю редкость известных случаев электропоражения людей, находящихся при грозах внутри помещений. Это подтверждается и данными [5, 6], в соответствии с которыми по ФРГ в 1952—1959 гг. число зарегистрированных грозовых поражений людей внутри помещений в среднем не превышало трех случаев на 10 млн. жителей в год, причем лишь один из них был смертельным.

В выражении (1) составляющая P^* ($W_{\text{ч. доп.}}/\text{возд}$) может быть определена намного более корректно, чем $P(\text{возд})$. В связи с этим выражение (1) можно рекомендовать преимущественно для сравнения вариантов выполнения грозозащиты при равенстве или близких значениях $P(\text{возд})$. Рассмотрим следующий пример.

Основная масса существующих ВЛ 0,38 (около 80 % общей протяженности) выполнена на деревянных опорах. Однако в настоящее время при новом строительстве и реконструкции ВЛ широко применяются железобетонные опоры, и доля их в общем объеме постоянно растет. По Правилам устройства электроустановок (ПУЭ) грозозащита ВЛ 0,38 кВ выполняется одинаково для линий с опорами из различных материалов. Наличие железобетонных опор, подземная часть которых является естественным заземлителем, активно участвующим в процессе стекания тока молнии при ударах ее в линию, открывает возможность сокращения числа искусственных грозозащитных заземлителей до минимального. Однако это число не должно быть меньше требуемого по условиям электробезопасности на переменном токе (см. главу 1-7 ПУЭ). Подобное предложение ранее рассматривалось в [7].

На рисунке изображены расчетные схемы сравниваемых ВЛ 0,38 кВ с деревянными (а) и железобетонными (б) опорами. В первом случае грозозащитные заземления размещены через каждые 100 м, как того требуют ПУЭ для районов с $N_{\text{г.}} \geq 40$ часов в году. Во втором случае заземления имеются лишь на конечной опоре 1 и на опорах 8 и 20 вдоль линии. Кривые 4 и 5 представляют собой огибающие амплитудных значений перенапряжений при ударах молнии в различ-

ные точки ВЛ соответственно для вариантов «а» и «б».

В [7] в качестве критерия при сравнении вариантов грозозащиты рассматривались расчетные значения $\bar{P}(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд})$, равные

$$\bar{P}(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд}) = \frac{1}{n_{\text{оп}}} \sum_{i=1}^{n_{\text{оп}}} P_{ii}(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд}).$$

В результате этого были определены области применения рационального варианта грозозащиты ВЛ 0,38 кВ с железобетонными опорами.

Уточненные расчеты по данной методике показали следующее. Для варианта «а» ВЛ 0,38 кВ и при удельном сопротивлении земли, равном 300 Ом·м, расчетное значение $P^*(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд})$ равно 0,7974 при $W_{\text{ч.доп}}=27$ Дж и 0,5934 при $W_{\text{ч.доп}}=150$ Дж. Для варианта «б» такой же линии значения $P^*(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд})$ равны соответственно 0,7895 и 0,5886, т. е. ниже, чем для варианта «а».

Аналогичные значения для ВЛ 0,38 кВ с деревянными опорами и размещением заземлений через каждые 200 м (вариант ПУЭ при грозовой активности менее 40 часов в году) при $\rho_{\text{сн}}=1000$ Ом·м равны 0,7911 при $W_{\text{ч.доп}}=27$ Дж и 0,5943 при $W_{\text{ч.доп}}=150$ Дж. В этих же условиях для линии с железобетонными опорами соответствующие расчетные значения $P^*(W_{\text{ч.доп}}/\text{возд})$ равны 0,7712 и 0,5574.

Тем самым подтверждаются выводы работы [7], где показана возможность использования упрощенного варианта грозозащиты ВЛ 0,38 кВ с железобетонными опорами при удельном сопротивлении земли до 300 Ом·м в районах с грозовой активностью более 40 часов в году, и до

1000 Ом·м — в районах с грозовой активностью до 40 часов.

Выводы. 1. Разработана методика, позволяющая на объектах, имеющих значительные размеры (длину, площадь), определять уровни электробезопасности людей при грозах. В ней использованы элементы теории массового обслуживания.

2. В результате расчетов по данной методике вероятность поражения человека внутри помещений с вводом от ВЛ 0,38 кВ при грозах оценивается в пределах $(0,45—2,2) \cdot 10^{-7}$ при 50 грозовых часах в году и длине ВЛ, равной 1 км.

3. Принятый в методике подход принципиально может быть использован для оценки надежности работы при грозах устройств, степень повреждения которых зависит от значения выделяющейся в них энергии электрического импульса (например, электронных устройств, питающихся от воздушных линий).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рыбальченко Ю. Я. Анализ условий безопасности при индуцированных перенапряжениях на ВЛ 0,38 кВ. Электричество, 1989, № 1.
2. Вентцель Е. С. Теория вероятностей.— М.: Наука, 1969.
3. Рыбальченко Ю. Я. Влияние заземления линий 0,38 кВ на электробезопасность при грозах.— Механизация и электрификация сельского хозяйства, 1984, № 12.
4. Berger K., Vogelsanger E. Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1955...1963 auf dem Monte San Salvatore.— Bull., SEV-56, 1965, S. 2—22.
5. Wiesinger J. Blitzforschung und Blitzschutz.— Abhandlungen und Berichte des Deutschen Museums, 1972, Bd. 40, N 1-2, S. 1—76.
6. Чулафич М. Молния и защита от нее.— М.: Стройиздат, 1979.
7. Рыбальченко Ю. Я. О грозозащите линий 0,38 кВ с железобетонными опорами.— Механизация и электрификация сельского хозяйства, 1986, № 2.

[06.08.90]

УДК 621.315.66.001.6

Устройство фундаментов опор линий электропередачи в условиях многолетнемерзлых грунтов

ДОРДИН Ю. Р., канд. техн. наук, ПЕРМЯКОВ П. П., канд. техн. наук, МАНДАРОВ В. В., инж., МИХАЙЛОВ Н. Е., инж.

Институт физико-технических проблем Севера СО АН СССР

Уникальное явление распространения в природе многолетнемерзлых грунтов (криолитозоны) вносит существенные корректизы в практику проектирования и эксплуатации воздушных ЛЭП. Если учесть, что грунты, имеющие отрицательную температуру в любое время года, распространены на 45 % территории СССР от Апатит до Камчатского полуострова с проникновением в глубь материка на тысячу и более километров в Восточной Сибири [1], то задача рационального устройства фундаментов ЛЭП в этих условиях является весьма актуальной в отношении на-

дежного закрепления опор и уменьшения затрат на земляные работы.

В настоящее время СНиП П-18-76 (часть II) предписывают глубину заложения свай фундаментов опор принимать равной 6—7 м даже для воздушных линий (ВЛ напряжением 6—10 кВ, в то время как стоимость разработки мерзлых грунтов в 5 раз, а их прочность и абразивность — в 70—200 раз выше, чем немерзлых. Это приводит к резкому увеличению износа режущих органов землеройных машин, в 4—6 раз возрастает энергоемкость разработки мерзлых грунтов. Поэтому в

условиях Севера стоимость устройства фундаментов ВЛ достигает 30—35 % от всех затрат на сооружение ЛЭП.

Кроме того, криолитозона в различных регионах страны имеет разнообразные формы проявления от так называемой вялой мерзлоты до твердой со сплошной зоной распространения. Глубина сезонного протаивания на Севере, в зависимости от интенсивности солнечной радиации, колеблется в широких пределах — от 0,2—0,5 м в тундровой зоне до 3—4 м в южных районах. Толщина деятельного слоя зависит также от рельефа, вида грунта, растительности, экспозиции местности, льдистости, влагопереноса и др. Правильный расчет глубины протаивания в зависимости от различных факторов имеет важное значение для расчета касательных сил морозного пучения на фундаменты и определения рациональной величины заглубления опор. Морозное пучение относится к тем физико-механическим процессам, в результате которых промерзший грунт в условиях гидротермодинамических изменений приобретает напряженно-деформированное состояние, способное вызвать деформацию фундаментов ВЛ. Мерзлотоведы по степени пучинистости делят грунты на 5 категорий [2]: потенциальнопучинистые, слабопучинистые, среднепучинистые, сильноупучинистые и чрезмернопучинистые. Для их определения вводятся критерии пучинистости, зависящие от гидротермических условий промерзания, вида грунта и размеров минеральных и органоминеральных частиц.

Мерзлотно-грунтовые условия могут существенно различаться и по трассе одной протяженной ВЛ, что связано с неравномерностью потока тепла, миграцией влаги, изменением толщины сезонно протаивающего слоя и др.

Приведенные выше факторы и особенности многолетнемерзлых грунтов требуют дифференцированного подхода к проблеме устройства фундаментов опор, и принятая практика заглубления всех фундаментов по наихудшему условию трассы ВЛ является весьма расточительной.

В настоящей статье приведена методика расчета профиля протаивания грунтов по трассе ВЛ и даны рекомендации по устройству рациональных фундаментов опор ЛЭП при различных грунтовых условиях.

В настоящее время в многолетнемерзлых грунтах применяется в основном наиболее простой способ устройства фундаментов опор на железобетонных буроопускных или буронабивных сваях. В этом случае глубина заложения свай определяется протаиванием грунта и условием надежного защемления свай в мерзлоте, противодействующего силам морозного пучения. Если второе условие поддается расчету и не представляет особых трудностей, то первое определяется лишь на основе трудоемких и тщательных геодезических, геологических, гидрологических и мерзлотных изысканий и расчетов. При этом точность расчетов не поддается оценке. Кроме того, рекомендуемые СНиП изыскания и методы расчета практически не учитывают возможных изменений мерзлотно-

грунтовых условий по трассе, связанных с вырубкой просеки ВЛ.

Данные трудности можно преодолеть при качественно новом подходе к вопросу устройства фундаментов ВЛ в многолетнемерзлых грунтах, основанном на решении уравнения теплопереноса, моделирующего процессы протаивания грунтов по профилю трассы ЛЭП.

Задача статьи на данном этапе ограничивается рассмотрением тех участков просеки ВЛ, где можно пренебречь эффектом переноса тепла при миграционном движении грунтовой влаги. Необходимо отметить, что участки просеки с высоким рельефом местности, не благоприятствующим сохранению высокой влагонасыщенности грунтов, с малой их влагопроницаемостью, редким древостоем, при котором разница объема испарения влаги с почвы и в лесном массиве незначительна, составляют в условиях Севера более 80—90 % всей длины трассы ВЛ.

Таким образом, для грунтов просеки и лесного массива, на некотором расстоянии от обеих границ вырубки, имеем уравнение теплообмена без конвективного члена [3]

$$c_{\text{эф}} \rho \frac{\partial T}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial x_1} \left(\lambda_1 \frac{\partial T}{\partial x_1} \right) + \frac{\partial}{\partial x_2} \left(\lambda_2 \frac{\partial T}{\partial x_2} \right), \quad (1)$$

где T — температура, К; $c_{\text{эф}}$ — эффективная удельная теплоемкость, кДж/(кг·К); ρ — объемная плотность скелета мерзлого грунта, кг/м³; λ — коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К).

Задача ставится на плоскости, полученной разделением двумерной области вертикальной линией по оси просеки (рис. 1).

Сверху на поверхности земли задаются кусочно-непрерывные граничные условия в виде тепловых потоков в почву для соответствующих растительных покровов, т. е.

на просеке:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x_1} = q_n, \quad \tau > 0, \quad x_1 = 0, \quad 0 \leq x_2 \leq l_5;$$

в лесу:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x_1} = q_l, \quad \tau > 0, \quad x_1 = 0, \quad l_5 \leq x_2 \leq l_6.$$

Здесь l — границы областей; q_n , q_l — плотности потока тепла соответственно на просеке и в лесу.

На нижней границе задается постоянная температура

$$T(x_1, x_2, \tau) = T(x_2, \tau); \quad \tau > 0; \quad x_1 = l_3; \quad 0 \leq x_2 \leq l_6.$$

Начальное условие задается в виде распределения температуры

$$T(x, 0) = T_0(x).$$

На границе

$$G = \{(x_2 = 0, 0 \leq x_1 \leq l_3); (x_2 = l_6, 0 \leq x_1 \leq l_3)\}$$

выполняется условие симметрии

$$\frac{\partial T}{\partial n} \Big|_{\Gamma} = 0, \quad \tau > 0.$$

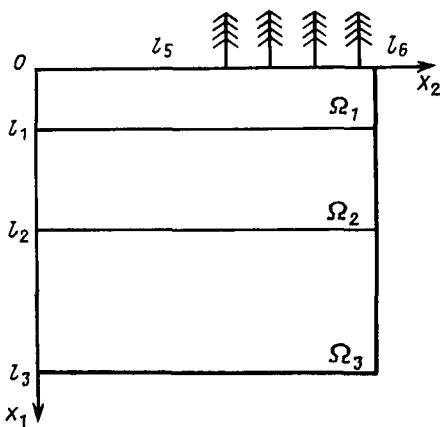


Рис. 1. Область решения поставленной задачи

Литологический состав грунтов учитывается разбиением области Ω на слои (рис. 1):

$$\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \Omega_3;$$

$$\Omega_1 = [0 \leq x_1 \leq l_1, 0 \leq x_2 \leq l_6];$$

$$\Omega_2 = [l_1 \leq x_1 \leq l_2, 0 \leq x_2 \leq l_6];$$

$$\Omega_3 = [l_2 \leq x_1 \leq l_3, 0 \leq x_2 \leq l_6],$$

где условия сопряжения на контактах между слоями даны в виде непрерывности температурного поля и тепловых потоков.

Процесс промерзания поровой воды учитывается с помощью эффективного коэффициента удельной теплоемкости

$$c_{\text{эфф}}(T) = c_0 + c_{\text{л}}\omega_0 + (c_{\text{в}} - c_{\text{л}})\omega_{\text{н.в.}}(T) + L \frac{\partial \omega_{\text{н.в.}}(T)}{\partial t},$$

где c_0 , $c_{\text{л}}$, $c_{\text{в}}$ — удельные теплоемкости соответственно скелета, льда и воды; L — теплота фазового перехода; ω_0 — начальная влажность; $\omega_{\text{н.в.}}(T)$ — функция количества незамерзшей воды, которая в зависимости от фазового перехода порового раствора имеет вид [4]

$$\omega_{\text{н.в.}}(T) = \begin{cases} \omega_{\text{п.с.}}, T \leq T_1; \\ d + \frac{a}{|T - 273|^b}, T_1 < T \leq T_2; \\ \omega_{\text{с.}} + (\omega_0 - \omega_{\text{с.}}) \frac{(T - T_2)}{(T_3 - T_2)}, T_2 < T \leq T_3; \\ \omega_0, T_3 < T. \end{cases}$$

Здесь $\omega_{\text{п.с.}}$ — прочносвязанная влажность; a , b , d , $\omega_{\text{с.}}$, T_1 , T_2 , T_3 — эмпирические константы.

Зависимость теплопроводности от температуры выражается через функцию количества незамерзшей воды [5] следующим образом:

$$\lambda(T) = \lambda_{\text{м.}}(\omega) + [\lambda_{\text{т.}}(\omega) - \lambda_{\text{м.}}(\omega)] \frac{\omega_{\text{н.в.}}(T) - \omega_{\text{п.с.}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п.с.}}}.$$

Решение поставленной задачи осуществляется введением в данной области неравномерной сетки, аппроксимацией двухслойной неявной разностной схемой и расщеплением на цепочку одномерных уравнений. Полученное разностное уравнение решается методом прогонки [6].

Основной трудностью при математическом моделировании протаивания грунтов является отсутствие достоверных значений теплопотоков в почву на открытой местности и в лесу, которые учитывают изменение состояния мерзлого грунта в процессе эксплуатации. Для их определения использовалась обратная задача теплопереноса, решаемая методом сопряженных градиентов [7]. Чтобы рассчитать тепловые потоки на поверхности земли за различные периоды времени, использовались известные значения температуры грунта на каком-либо уровне от поверхности земли (в наших расчетах на глубине 0,2 м).

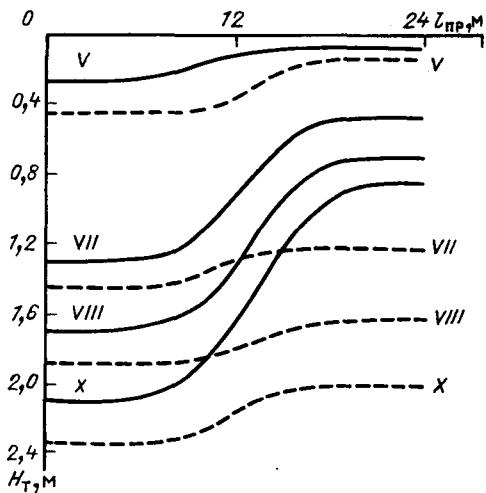
По найденным значениям теплопотоков были определены глубины протаивания по просеке ЛЭП по месяцам с учетом литологического состава грунтов и растительного покрова:

На рис. 2 представлены результаты расчетов в виде профиля протаивания по просеке ВЛ в наиболее характерных для Севера лиственничном и сосновом лесах.

Выборочное бурение скважин по просеке ЛЭП 110 кВ Якутск — Бердигестях с целью проверки расчетов показало совпадение данных расчета и эксперимента с точностью до 10 %.

Предложенный метод расчета позволяет довольно просто определить важную величину протаивания грунтов по трассе ВЛ — H_t . Для инженерных расчетов рациональной величины заглубления фундаментов опор H_3 с учетом устойчивости их при воздействии сил морозного пучения [8] и в зависимости от степени пучинистости грунтов могут быть предложены следующие соотношения:

Степень пучинистости грунтов	Глубина заглубления свай опор
Чрезмернопучинистые	$H_3 = H_t + 1,5$ м
Сильноупучинистые	$H_3 = H_t + 1,2$ м
Среднепучинистые	$H_3 = H_t + 0,8$ м
Слабопучинистые	$H_3 = H_t + 0,5$ м
Непучинистые	H_3 не менее 2,0 м

Рис. 2. Профили протаивания на просеках ВЛ по месяцам
— лиственничного леса; — — соснового леса

Предлагаемый дифференцированный подход при определении рациональной величины заглубления свай опор позволит на 10—29 % снизить стоимость строительства ЛЭП в зависимости от класса напряжения.

Приведенные выше рассуждения касались свайных фундаментов свободностоящих, порталных, А-образных опор, широко применяемых в электросетевом строительстве на Севере.

Тем не менее определенный интерес представляют для северных условий и предлагаемые СЗО института «Энергосетьпроект» рациональные конструкции опор с вантовыми траверсами на тросовых оттяжках на напряжения 220 и 500 кВ. Такие конструкции привлекательны экономичностью, малым весом и возможностью применения поверхностных и малозаглубленных фундаментов. Однако поверхностный фундамент получается весьма развитым в плане вследствие резкого уменьшения прочности мерзлых грунтов при оттаивании.

Кардинальным способом значительного уменьшения площади опирания стоек вантовых опор является устройство фундамента на принципе сохранения мерзлого состояния грунтов под ним. Этого можно довольно просто добиться применением различных утеплителей, закрывающих поверхность или малозаглубленный фундамент.

На рис. 3 приведены результаты расчета размеров пенополиуретанового покрытия. Данные зависимости получены решением уравнения теплообмена (1) с измененным граничным условием на поверхности

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x_1} = \alpha(T_c - T),$$

где T_c — температура окружающей среды; α — эффективный коэффициент теплоотдачи, который учитывает влияние теплоизоляции, наземной части опоры и т. д. на процесс теплообмена.

Предложенный способ устройства фундамента может существенно увеличить надежность и устойчивость опор ВЛ в сильноувлажненных грунтах, грунтах с вялой и островной мерзлотой.

В заключение необходимо еще раз подчеркнуть, что вышеприведенная модель справедлива при пренебрежении вкладом миграции влаги в процесс распределения тепла в грунтах просеки. В дальнейшем будет ставиться и решаться задача определения величины протаивания грунтов с учетом влагопереноса.

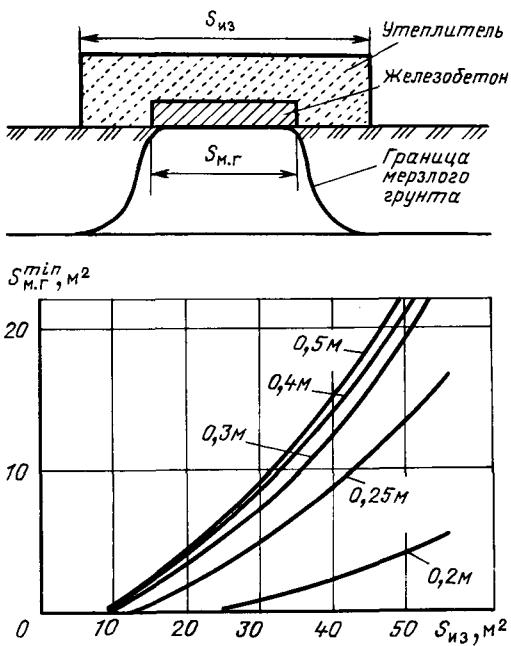


Рис. 3. Зависимость минимальной площади мерзлого грунта от площади теплоизоляции при толщине изоляции 0,5; 0,4; 0,3; 0,25; 0,2 м

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сумгин М. И. Вечная мерзлота.— Л.: Изд. СО АН СССР, 1935.
2. Орлов В. О., Дубнов Ю. Д., Моренков Н. Д. Пучение промерзающих грунтов и его влияние на фундаменты сооружений.— Л.: Стройиздат, 1977.
3. Пермяков П. П. Математическое моделирование процессов тепло- и массообмена при геокриологических прогнозах.— Инженерно-физический журнал, 1987, т. 53, № 1.
4. Пермяков П. П. Об эффективности восстановления теплофизических характеристик промерзающих-протаивающих грунтов.— В кн.: Методы и алгоритмы прикладной математики в задачах теплофизики и обработки эксперимента.— Якутск: ЯФ СО АН СССР, 1983.
5. Павлов А. В. Расчет и регулирование мерзлотного режима почвы.— Новосибирск: Наука, 1980.
6. Самарский А. А. Теория разностных схем.— М.: Наука, 1977.
7. Пермяков П. П., Скрябин П. Н., Тюнин В. П. Идентификация граничных условий теплообмена в горных выработках.— В кн.: Исследование тепло-, массообмена в инженерных сооружениях, строительных материалах и природных средах.— Якутск: Изд. ЯГУ, 1985.
8. Проектирование воздушных линий электропередач на напряжением 6—500 кВ для Северной воздушно-климатической зоны: ВСН 62-84.— М.: Минэнерго СССР, 1986.

[14.06.90]

Расчет реактора с продольно-поперечным подмагничиванием с использованием мостовой схемы магнитной цепи

ДОРОЖКО Л. И., ФЕДОСОВ Л. Л.

Известные типы управляемых реакторов (УР) различаются, в основном, по виду подмагничивания — продольное, поперечное, кольцевое [1]. Известны также реакторы с продольно-поперечным подмагничиванием, в магнитопроводах которых имеются как участки с продольным (в основном), так и участки с поперечным подмагничиванием. Как правило, такие реакторы, имеют стыковые магнитопроводы, а стержни состоят из отдельных вставок, каждая из которых имеет автономное подмагничивание с помощью своей катушки управления. При этом постоянный магнитный поток (управляющий) замыкается в пределах каждой вставки.

Таким образом, стержни как бы состоят из отдельных модулей, меняя количество которых можно изменять мощность реактора.

Конструктивное исполнение вставок может быть различным. Представляется целесообразной конструкция вставки [2] в виде бронестержневого магнитопровода с одним или двумя стержнями, повернутого на 90° так, что ось обмотки управления (ОУ) оказывается ортогональной оси основной обмотки (ОО) (рис. 1). При этом в катушках ОУ не наводится э. д. с. основной частоты даже при холостом ходе реактора (подмагничивание отсутствует), что позволяет выполнять ОУ на весьма низкий класс напряжения. При этом снижаются масса и габариты реактора.

Своебразное взаимное расположение элементов реактора (рис. 1), неравномерное намагничивание участков вставки за период изменения электромагнитного поля, сравнительно сложный по форме и относительно большой «канал рассения» ОО — все эти факторы затрудняют использование для электромагнитного расчета

УР упрощенных моделей, применяемых при проектировании неуправляемых реакторов [3].

Более точный результат можно получить, если воспользоваться для расчета УР рассматриваемой конструкции методом эквивалентной магнитной цепи с сосредоточенными параметрами подобно тому, как это предложено в случае проектирования и освоения принципиально новых конструкций неуправляемых реакторов [4].

Суть метода, в свою очередь заимствованного из практики проектирования электрических аппаратов, состоит в том, что вместо расчета сложного магнитного поля реактора рассчитывается магнитная цепь, состоящая из совокупности магнитных сопротивлений (проводимостей), каждое из которых эквивалентирует определенный участок реального поля реактора, а источники м. д. с. или потока воплощаются реальные обмотки.

На рис. 1 показан один стержень УР с обмотками и примыкающие к нему через немагнитные зазоры ярма магнитопровода.

Это может быть одна из фаз трехфазного реактора или однофазный реактор, например, бронестержневого типа (боковые ярма не показаны). Для простоты анализа стержень выбран состоящим из одной вставки. В случае нескольких идентичных вставок на стержень регулируемая мощность реактора увеличивается в соответствующее число раз.

На рис. 2 представлена мостовая схема эквивалентной магнитной цепи фазы реактора, показанной на рис. 1. Будем считать, что электромагнитные нагрузки, данные обмоток и геометрические размеры, необходимые для определения магнитных проводимостей Λ_i различных участков цепи, известны.

Формулы для определения магнитных проводимостей даны в приложении.

Схема на рис. 2 питается от источника перемен-

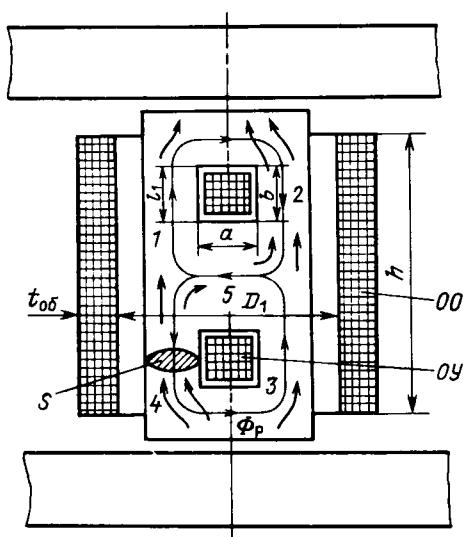


Рис. 1. Конструктивная схема фазы управляемого реактора

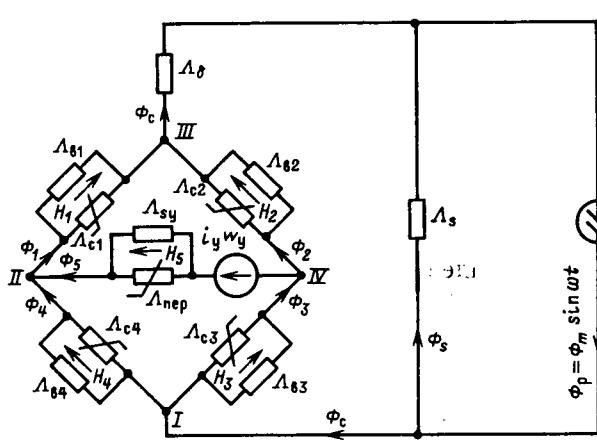


Рис. 2. Схема эквивалентной магнитной цепи одной фазы управляемого реактора.

ного (рабочего) магнитного потока Φ_p , определяемого фазным напряжением U основной обмотки:

$$\Phi_p = \Phi_m \sin \omega t; \quad \Phi_m = U / 4,44 f \omega; \quad \omega = 2\pi f, \quad (1)$$

где ω — число витков основной обмотки; f — частота сети.

Рабочий поток разделяется на две основные составляющие: поток в «канале рассеяния» ОО (Φ_s) и поток в стержне магнитопровода (Φ_c).

Проводимость «рассеяния» ОО (Λ_s) состоит из проводимости осевого «поля рассеяния» и проводимости радиального «поля рассеяния», которые определяются геометрией реактора и эпюрами осевой и радиальной составляющих магнитной индукции в канале.

Параметр Λ_s эквивалентирует проводимость всех немагнитных зазоров стержня.

Вставка стержня с ОО эквивалентируется схемой моста, в диагональ которого включен источник м. д. с. ОО ($i_s \omega_y$).

Наиболее сильное поле возникает в вертикальных участках вставки (1—4), прилегающих к окнам ОО, а также в перемычке 5, на которой установлена ОО (рис. 1).

Участки 1—4 на схеме рис. 2 эквивалентируются параллельно включенными проводимостями Λ_c и Λ_b , из которых первая определяется нелинейной характеристикой стали участка, а вторая — потоком «выпучивания» участка в режиме насыщения стали. Аналогично для перемычки 5 $\Lambda_{\text{пер}}$ представляет собой проводимость стали, а Λ_{sy} — проводимость «рассеяния» катушки ОО, расположенной на участке 5.

Расчет параметров магнитного поля в j -м участке вставки (H_j , Φ_j , B_j), а также рабочего тока i реактора производится с использованием схемы на рис. 2 для мгновенных значений напряженности поля H , потока Φ , индукции B и тока i .

Расчет производится методом последовательных приближений (желательно на ЭВМ) путем решения системы линейных и нелинейных алгебраических уравнений. Предварительно рассчитываются все проводимости, показанные на схеме рис. 2 (см. приложение), за исключением Λ_c и $\Lambda_{\text{пер}}$.

Для расчета рабочего тока при номинальном подмагничивании задаемся значением м. д. с. ОО (Iw), где I — действующий рабочий ток. Амплитуда магнитного потока во вставке стержня (без изоляционных каналов) равна

$$\Phi_{mc} = \frac{U}{4,44 f \omega} - \sqrt{2}(Iw)\Lambda_s. \quad (2)$$

При найденном значении Φ_{mc} составляется приводимая ниже система уравнений (7)–(16) для мостовой схемы на рис. 2 в соответствии с законами Кирхгофа для магнитных цепей. При этом должны удовлетворяться уравнения баланса магнитных потоков в каждом из узлов (I—I') моста и закон полного тока в каждом контуре. Для стальных участков (1—4) и перемычки 5 задаются соответствующие вебер-амперные характеристики $\Phi_i(H_i l_i)$.

Магнитодвижущая сила ОО ($i_s \omega_y$), входящая в систему уравнений, в общем случае содержит как постоянную, так и переменную (четные гармоники) составляющие. Эксперименты показывают, что переменная составляющая обычно равна 10—30 % постоянной.

После решения системы уравнений определяется приращение м. д. с. ОО (ΔIw) за счет подмагничивания и полная м. д. с. рабочего тока

$$I'w = Iw + \frac{\Phi_{mc}}{\Lambda_s \sqrt{2}}. \quad (3)$$

Найденное значение ($I'w$) сравнивается с заданным в начале расчета (Iw), и в случае превышения допустимой погрешности расчета проводится новая итерация с другим значением м. д. с., равным ($I''w$). Расчет прекращается, когда расхождение будет в пределах допустимой погрешности.

При составлении системы алгебраических уравнений приняты следующие допущения:

1. Перемычки вставки в зоне немагнитных зазоров и неподмагничиваемые ярма не насыщены.

2. Переменная составляющая потока в стержне синусоидальна:

$$\Phi_c = \Phi_{mc} \sin \omega t.$$

3. Вебер-амперная характеристика электротехнической стали представляется кусочно-линейной аппроксимацией:

$$\left. \begin{aligned} H &= 0 && \text{при } |B| \leq B_s; \\ H &= B / \mu_0 - \frac{H}{|H|} B_s / \mu_0 && \text{при } |B| > B_s. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

4. Потери в реакторе не учитываются.

5. Ток управления содержит постоянную составляющую и вторую гармонику:

$$i_y = I_{y0} - I_{ym} \cos 2\omega t, \quad (5)$$

причем $I_{ym} \approx (0,2 \cdot I_{y0})\sqrt{2}$. (6)

6. Длины и активные сечения стали участков (1—4) одинаковы и равны: $l_1 = l_2 = l_3 = l_4 = l = b$; $S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = S$.

Соответственно одинаковы магнитные проводимости для потоков выпучивания:

$$\Lambda_{b1} = \dots = \Lambda_{b4} = \Lambda_b.$$

7. Длина и активное сечение стали участка 5 (перемычка) равны:

$$l_5 = l_{\text{пер}} = a;$$

$$S_5 = S_{\text{пер}} = K_{\text{пер}} S \approx 2S.$$

Здесь $K_{\text{пер}}$ — коэффициент, определяемый в зависимости от индукции холостого хода и назначения реактора.

8. В силу симметрии:

$$\Phi_1 = \Phi_3; \quad \Phi_{\mu 1} = \Phi_{\mu 3}; \quad H_1 = H_3;$$

$$\Phi_2 = \Phi_4; \quad \Phi_{\mu 2} = \Phi_{\mu 4}; \quad H_2 = H_4,$$

где Φ_1, \dots, Φ_4 — потоки в плечах моста; $\Phi_{\mu 1}, \dots, \Phi_{\mu 4}$ — потоки в стали участков (1—4); H_1, \dots, H_4 — напряженности поля в участках (1—4).

В соответствии с указанными допущениями система алгебраических уравнений имеет вид:

$$\Delta(Iw) = H_1 l_1 + H_4 l_4 = (H_1 + H_2)l; \quad (7)$$

$$i_y w_y = H_5 l_5 + (H_1 - H_2) l; \quad (8)$$

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_c = \Phi_{mc} \sin \omega t; \quad (9)$$

$$\Phi_1 - \Phi_4 = \Phi_1 - \Phi_2 = \Phi_5; \quad (10)$$

$$\Phi_{\mu 1} = f_1(H_1 l); \quad (11)$$

$$\Phi_{\mu 2} = f_2(H_2 l); \quad (12)$$

$$\Phi_{\text{пер}} = f_5(H_5 l_5); \quad (13)$$

$$\Phi_1 = \Phi_{\mu 1} + (H_1 l) \Lambda_b; \quad (14)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{\mu 2} + (H_2 l) \Lambda_b; \quad (15)$$

$$\Phi_5 = \Phi_{\text{пер}} + (H_5 l_5) \Lambda_{sy}. \quad (16)$$

Нелинейные уравнения (11)–(13) записываются с учетом соотношения (4).

Решением системы уравнений определяются десять неизвестных: H_1 , H_2 , H_5 , $\Phi_{\mu 1}$, $\Phi_{\mu 2}$, $\Phi_{\text{пер}}$, Φ_1 , Φ_2 , Φ_5 и $\Delta(i\omega)$.

Результаты расчетов удобно свести в таблицу, например, содержащую столбцы ωt , i_y , Φ_c , $\Phi_{\mu 1}$, Φ_1 , $\Phi_{\mu 2}$, Φ_2 , $\Phi_{\text{пер}}$, Φ_5 , H_1 , H_2 , H_5 , $\Delta i\omega$, $H_{\delta l}$, $i\omega$, i , со строками: $\omega t = 0; 5^\circ; \dots; 90^\circ$.

По найденным значениям потоков Φ_i рассчитываются потери в стали и добавочные потери в обмотках, а по значениям напряженностей H_i — рабочий ток i .

Гармонический анализ кривой тока $i(\omega t)$ производится одним из граоаналитических методов, например, методом группировки Рунге — Эмде [5].

Кривая индукции в участках 1—4, кроме постоянной составляющей, в общем случае содержит как нечетные, так и четные гармоники. Индукция в перемычке (участках 5), помимо постоянной составляющей, содержит только гармоники четной кратности.

Потери в стали при несинусоидальной индукции и наличии постоянной составляющей рассчитываются по формулам, приведенным в [3, 6].

Потери в перемычках вставки, примыкающих к немагнитным зазорам, рассчитываются при

условии синусоидальной индукции и слабом поперечном подмагничивании [7]. В первом приближении подмагничивание можно не учитывать (см. допущение 1 к системе алгебраических уравнений).

Интересной особенностью рассматриваемых реакторов является «выпрямление» радиального «поля рассеяния», иными словами — появление в радиальном поле постоянной составляющей. Это следствие изменения положения в пространстве насыщенного участка в зависимости от полупериода рабочего поля. Например, если в положительный полупериод участок 2 насыщен, а участок 3 не насыщен, то в отрицательный полупериод картина меняется на противоположную.

На рис. 3, а показана эпюра небаланса м. д. с. для случая, когда насыщен участок 2, а на рис. 3, б — аналогичная эпюра, когда насыщен участок 3. Как следует из сравнения эпюр, на большей части высоты обмотки радиальная составляющая поля не меняет знак при изменении знака рабочего (осевого) поля.

На рис. 3, в показана временная диаграмма индукции радиального «поля рассеяния» $B_{sp}(\omega t)$ в направлении радиуса ОА. Как следует из диаграммы, помимо постоянной составляющей B_{sp0} индукция содержит также как четные, так и нечетные гармонические составляющие. Уровень гармоник, как правило, оказывается таким, что вызванные ими потери от вихревых токов в обмотках, баке и других элементах конструкции оказываются меньше, чем в случае, когда имеется только одна первая гармоника радиального «поля рассеяния». Положительное влияние в отношении уменьшения добавочных потерь в стальных элементах реактора оказывает постоянная составляющая поля, уменьшающая эквивалентную магнитную проницаемость конструкционной стали.

Изложенная методика электромагнитного рас-

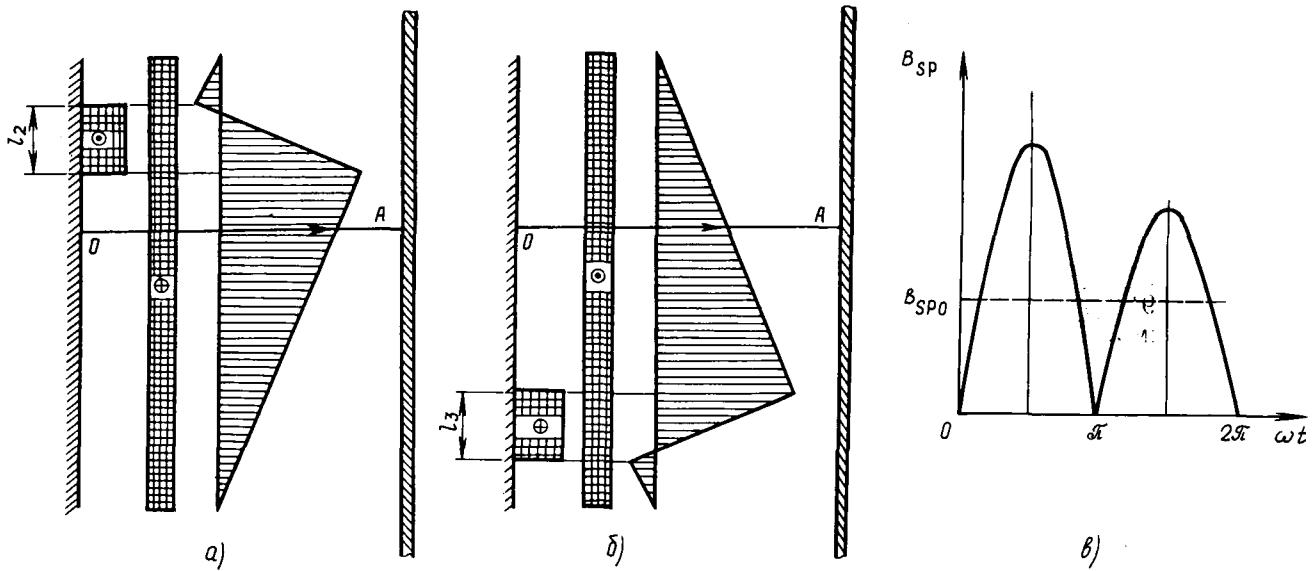


Рис. 3. Эпюра небаланса м. д. с. реактора в положительный (а) и отрицательный (б) полупериоды рабочего поля и временная диаграмма индукции «радиального поля» за период (в).

чата была, в частности, использована при разработке дугогасящего реактора мощностью 780 кВ·А для сети 35 кВ с глубиной регулирования 6:1 [8].

Реактор имеет двухстержневой стыковой магнитопровод. Каждый стержень состоит из одной вставки с расположенной на ней катушкой ОУ. На каждом из стержней установлено по одной катушке ОО. Катушки ОУ соединены последовательно, а катушки ОО — параллельно.

При расчете приняты следующие параметры реактора:

магнитные проводимости участков (на стержень): $\Lambda_s = 0,37 \cdot 10^{-6}$ Гн (в номинальном режиме); $\Lambda_\delta = 8 \cdot 10^{-6}$ Гн; $\Lambda_b = 0,48 \cdot 10^{-6}$ Гн; $\Lambda_{sy} = 0,45 \cdot 10^{-6}$ Гн;

геометрические размеры: $S = 2,41 \cdot 10^{-2}$ м²; $S_{\text{пер}} = 4,69 \cdot 10^{-2}$ м²; $l = l_{\text{пер}} = 0,165$ м;

количество витков в катушке: а) основной обмотки $w = 1815$; б) обмотки управления $w_y = 220$;

постоянная составляющая номинального тока в ОУ: $I_{y0} = 150$ А;

вебер-амперная характеристика электротехнической стали: $H = B/\mu_0 - \frac{H}{|H|} \frac{1,96 \text{ Тл}}{\mu_0}$ при $|B| > B_s$; $[H] = \text{А/м}$; $[B] = \text{Тл}$; $\mu_0 = 0,4 \pi \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

На рис. 4 и 5 показаны расчетные и полученные экспериментально регулировочная характеристика реактора $I = f(I_y)$ и зависимости третьей и пятой гармоник в рабочем токе реактора от тока управления при номинальном рабочем напряжении. Как видно из сравнения, экспериментальные данные удовлетворительно согласуются с расчетными.

Приложение. Формулы для расчета магнитных проводимостей участков эквивалентной магнитной цепи управляемого реактора. 1. Проводимость «канала рассеяния» ОО равна

$$\Lambda_s = \Lambda_{soc} + \Lambda_{spad}. \quad (\text{П-1})$$

Проводимость осевого «поля рассеяния»

$$\Lambda_{soc} = \mu_0 S_{oc} \rho_{por} / h, \quad (\text{П-2})$$

где

$$S_{oc} = \frac{\pi}{4} (D_1 + 2t_{oc}/3)^2 - S_{bc}; \quad (\text{П-3})$$

D_1 и t_{oc} — внутренний диаметр и радиальный размер ОО; S_{bc} — активное сечение стали вставки у ее торца (на стыке с немагнитным зазором); $\rho_{por} \approx (0,92 \div 0,97)$ — коэффициент Роговского (более точно определяется по формулам, приведенным в [9]); h — высота ОО.

Проводимость радиального «поля рассеяния»

$$\Lambda_{s,rad} = K_{nb} \frac{\Pi h \mu_0}{l_{rad} K_p}, \quad (\text{П-4})$$

где K_{nb} — коэффициент, определяемый эпюйой небаланса м. д. с. холостого хода по высоте обмотки, причем при треугольной эпюре небаланса м. д. с. $K_{nb} = 1/3$ (вывод см. в [9]); Π — периметр вставки (стержня); l_{rad} — средняя длина силовой линии для радиального «поля рассеяния» [9]; $K_p = I/I_0$ — отношение действующего рабо-

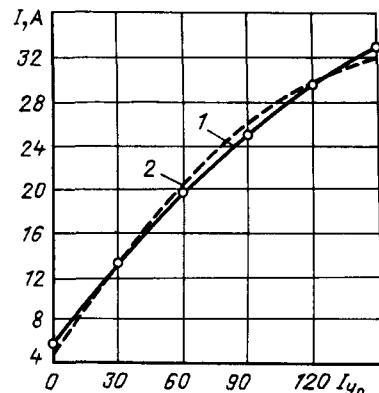


Рис. 4. Регулировочная характеристика управляемого дугогасящего реактора: 1 — эксперимент; 2 — расчет

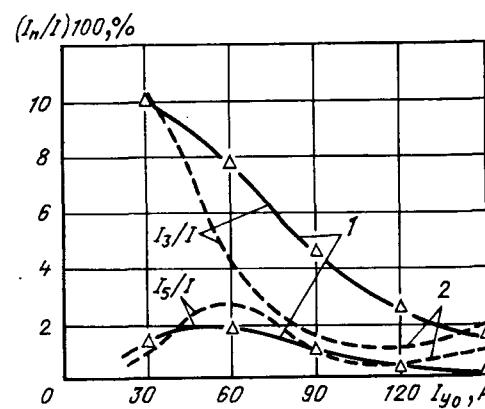


Рис. 5. Зависимости третьей и пятой гармоник рабочего тока реактора от тока управления: 1 — эксперимент; 2 — расчет

чего тока в исследуемом режиме к действующему току холостого хода (при $I_y = 0$).

Наличие в (П-4) коэффициента K_p свидетельствует о том, что проводимость Λ_{spad} определяется только полем рассеяния холостого хода. Это допущение является следствием того, что в силу особенностей рассматриваемой конструкции результирующее потокосцепление радиального «поля рассеяния» с ОО от приращения м. д. с. за счет подмагничивания пренебрежимо мало.

2. Проводимость немагнитных зазоров стержня равна

$$\Lambda_\delta = \mu_0 S_\delta / l_\delta, \quad (\text{П-5})$$

где S_δ — эквивалентное сечение потока в немагнитном зазоре с учетом «выпучивания», т. е.

$$S_\delta \approx S_{r\delta} + 2\delta(d + c); \quad (\text{П-6})$$

$S_{r\delta}$ — полное геометрическое сечение стержня в зоне зазора, включая площадь охлаждающих каналов между пакетами; δ — высота единичного зазора; d и c — толщина стержня и ширина наибольшего пакета (см. рис. 6); l_δ — суммарная длина немагнитных зазоров на стержень.

3. Проводимость потока «выпучивания» в зоне стальных участков (1—4), прилегающих к «окнам» вставки:

$$\Lambda_b = \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 + \Lambda_4 + \Lambda_5. \quad (\text{П-7})$$

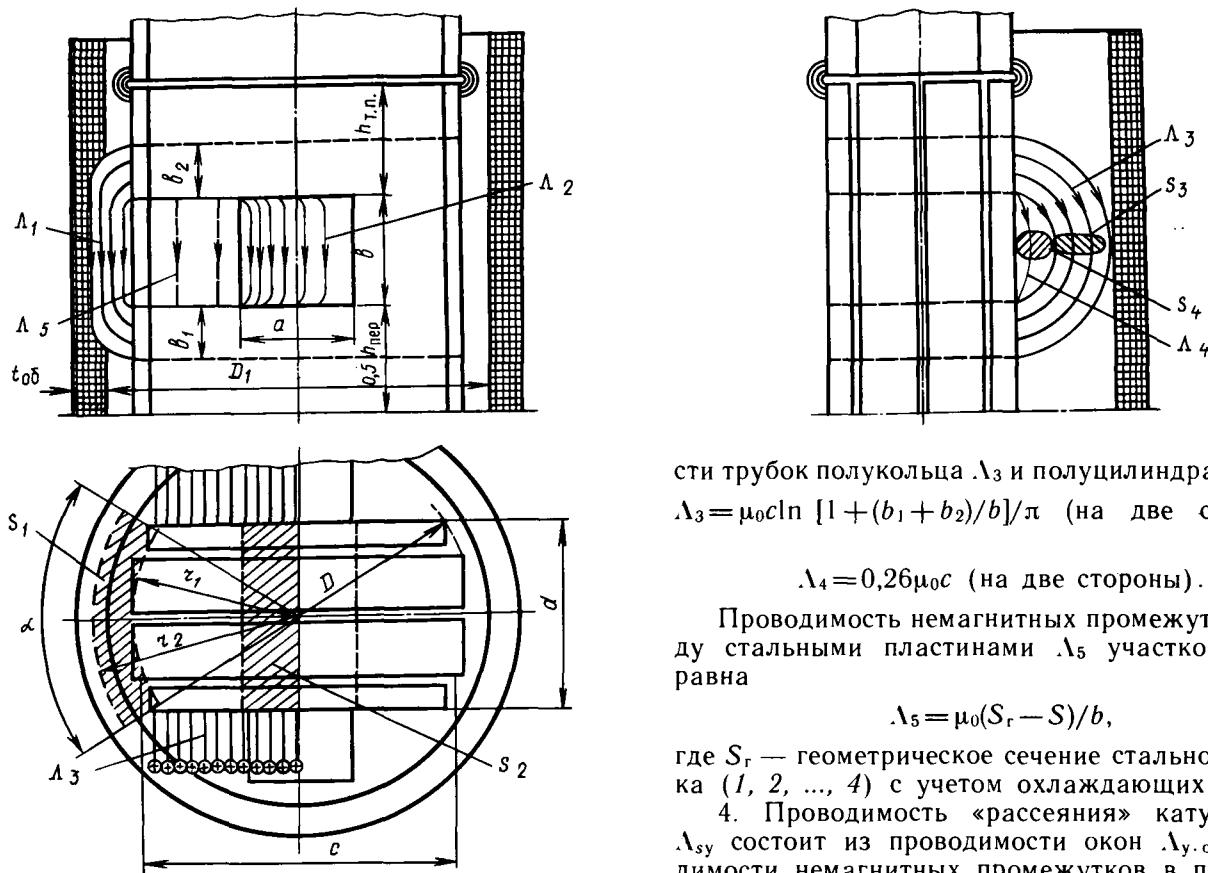


Рис. 6. Эскиз вставки реактора с силовыми линиями поля, соответствующими различным проводимостям потока «выпучивания»

На рис. 6 показан эскиз вставки с составляющими потока «выпучивания», которым соответствуют составляющие проводимости $\Lambda_1, \dots, \Lambda_5$.

Проводимость Λ_1 у боковой поверхности стального участка со стороны ОУ определялась как сумма проводимостей двух кольцевых секторов с радиальным полем и одного с осевым [4]:

$$\Lambda_1 = \left[\frac{K_\beta(r_2 - r_1)}{\mu_0 \alpha r_{cp}} (1/b_1 + 1/b_2) + \frac{b}{\rho_0 S_1} \right]^{-1}, \quad (\text{П-8})$$

где $r_1 = D/2$; $r_2 = D_{cp,06}/2$; $r_{cp} = (r_1 + r_2)/2$; $b_1 = h_{per}/4$; $b_2 = h_{tn}/2$; $K_\beta = \frac{\ln[(1+0.5\beta)/(1-0.5\beta)]}{\beta}$; $\beta = (r_2 - r_1)/r_{cp}$; $S_1 = \alpha r_{cp}(r_2 - r_1)$; α — угол, под которым из центра вставки видна площадь S_1 , пронизываемая данной составляющей потока выпучивания (рис. 6).

Обозначения h_{per} , h_{tn} , b , D см. на рис. 6.
Проводимость «окна» для ОУ равна

$$\Lambda_2 = \frac{\mu_0 ad}{2b}. \quad (\text{П-9})$$

Проводимости со стороны фронтальных поверхностей вставки определялись как проводимо-

сти трубок полукольца Λ_3 и полуцилиндра Λ_4 [10]:
 $\Lambda_3 = \mu_0 c \ln [1 + (b_1 + b_2)/b]/\pi$ (на две стороны);
 (П-10)

$$\Lambda_4 = 0.26 \mu_0 c \quad (\text{на две стороны}). \quad (\text{П-11})$$

Проводимость немагнитных промежутков между стальными пластинами Λ_5 участков (1—4) равна

$$\Lambda_5 = \mu_0 (S_r - S)/b, \quad (\text{П-12})$$

где S_r — геометрическое сечение стального участка (1, 2, ..., 4) с учетом охлаждающих каналов.

4. Проводимость «рассеяния» катушки ОУ Λ_{sy} состоит из проводимости окон $\Lambda_{y,ok}$, проводимости немагнитных промежутков в перемычке $\Lambda_{sy,per}$ и проводимости лобовых частей $\Lambda_{y,l}$:

$$\Lambda_{sy} = \Lambda_{y,ok} + \Lambda_{sy,per} + \Lambda_{y,l} = \mu_0 [bd/a + (S_{r,per} - S_{per})/a + b(h_{per} + b)/c], \quad (\text{П-13})$$

где $S_{r,per}$ — геометрическое сечение перемычки с учетом охлаждающих каналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 18624-73. Реакторы электрические. Термины и определения.
2. А. с. 547852 (СССР). Электрический реактор с подмагничиванием / Л. И. Дорожко, М. С. Либкинд, В. Л. Филимонова — Опубл. в Б. И., 1977, № 7.
3. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. — М.: Энергия, 1981.
4. Блаватская М. А., Лейтес Л. В. Расчет вебер-амперных характеристик реакторов с помощью схем магнитных цепей. — Электротехника, 1985, № 5.
5. Серебренников М. Г. Гармонический анализ. — М., Л.: ОГИЗ, 1948.
6. Карапев В. В. К расчету потерь в стали трансформаторов и реакторов преобразовательных устройств. — Электротехника, 1973, № 3.
7. Дорожко Л. И., Либкинд М. С. Реакторы с поперечным подмагничиванием. — М.: Энергия, 1977.
8. Устройство автоматической компенсации емкостных токов в промышленных сетях 35 кВ / Л. И. Дорожко, Л. Л. Федосов, В. М. Божко и др. — Промышленная энергетика, 1983, № 4.
9. Дорожко Л. И., Федосов Л. Л. Некоторые особенности расчета управляемого реактора с большими каналами рассеяния. — В сб.: Ферромагнитные устройства в энергетических системах. М., ЭНИН, 1985.
10. Электротехнический справочник. Т. 2 / Под ред. В. Г. Герасимова — М.: Энергоиздат, 1981.

[23.05.90]

Усовершенствование схемы включения двухобмоточных электромагнитов

ГРИНБЕРГ В. С.

Двухобмоточные электромагниты с форсировкой (ДЭ) получили распространение в качестве приводов различных механизмов [1, 2 и др.]. Применяемые схемы управления такими электромагнитами предусматривают последовательное (рис. 1, а) либо параллельное (рис. 1, б) соединение пусковой (P) и рабочей (R) обмоток при включении и возможность установки диода в ветви рабочей обмотки.

Указанные схемы с диодами можно обобщенно характеризовать сравнительно низким уровнем надежности (вследствие значительных ($K_U = K_{U_{max}}$) кратностей ударных значений напряжений на рабочей обмотке относительно напряжения сети) и максимальным быстродействием (относительно малыми значениями времени срабатывания) при включении питания. Напротив, указанные схемы без диодов можно обобщенно характеризовать минимальным быстродействием (сравнительно большими значениями времени срабатывания) и относительно высоким уровнем надежности (при включении питания на элементах схем отсутствуют ($K_U = 1$) перенапряжения).

В настоящее время разработаны усовершенствованные последовательные и параллельные схемы включения ДЭ со стабилитроном (и/или) резистором, в общем случае обеспечивающие удовлетворительный уровень надежности ($1 < K_U < K_{U_{max}}$) и удовлетворительное быстродействие [3].

Отметим, что все названные схемы содержат один управляемый ключевой элемент, обычно выполняемый на шунтирующих контактах (ШК). При введении же в ДЭ дополнительной пары ШК возможен переход к известной параллельно-последовательной схеме включения (рис. 1, в), позволяющей повысить (по сравнению с параллельной схемой — вnomинальном режиме, по сравнению с последовательной — в режиме форсировки) степень использования активного материала катушки [4, 5 и др.]. Параллельно-последовательные схемы можно обобщенно характеризовать удовлетворительным быстродействием и относительно высоким уровнем надежности ($K_U = 1$).

Из сопоставления обобщенных характеристик указанных схем следует, что в тех случаях, когда требование высокого уровня надежности ($K_U = 1$) является определяющим, для повышения быстродействия целесообразно осуществлять переход от схем рис. 1, а и б без диодов к параллельно-последовательной схеме. Из [6] следует, что указанный переход целесообразен и с точки зрения улучшения условий работы ШК для частного случая ДЭ, параметры пусковой и рабочей обмоток которого одинаковы.

Однако в большинстве известных конструкций ДЭ параметры пусковой и рабочей обмоток не являются одинаковыми; в частности, число витков пусковой обмотки значительно меньше числа витков рабочей обмотки [7 и др.]. Поэтому вопрос о целесообразности перехода к известной

параллельно-последовательной схеме с точки зрения улучшения условий работы ШК для большинства конструкций ДЭ остается открытым. Наличие же дополнительной пары ШК является недостатком схемы на рис. 1, в, препятствующим распространению последней.

В настоящее время разработаны схемы, предусматривающие переключение обмоток ДЭ с параллельного соединения на последовательное при одной паре ШК [3, 8]. Но вопросы быстродействия непосредственно этих схем в известной литературе не освещены, отсутствуют и оценки целесообразности замены этими усовершенствованными параллельно-последовательными схемами применяемых схем на рис. 1, а и б без диодов с точки зрения улучшения условий работы ШК. Задача данной статьи — аналитически рассмотреть указанные вопросы.

Анализ проводится с использованием следующих известных допущений [1, 3, 6]: индуктивности при неподвижном якоре и активные сопротивления пусковой и рабочей обмоток ДЭ неизменны, время горения дуги при размыкании ШК пренебрежимо мало, полупроводниковые приборы в схемах идеальны. Учитывая, что в ряде случаев применения электромагнитов постоянного тока значения времени трогания и срабатывания довольно близки [2, 3], последующий анализ быстродействия будем вести с целью упрощения лишь по времени трогания. Условные положительные направления переходных напряжений и токов обмоток принимаются от начал последних к их концам.

В усовершенствованной схеме (рис. 2, а) в ветвь рабочей обмотки введен стабилитрон, напряжение стабилизации которого равно напряжению сети:

$$U_c = U. \quad (1)$$

При подаче питания в эту схему напряжения пусковой обмотки и сети совпадают, т. е.

$$u_n = U, \quad (2)$$

а в рабочей обмотке возникает переходная э. д. с., обуславливающая отпирание стабилитрона в обратном направлении и появление на нем неизменного напряжения U_c .

В рассматриваемой схеме стабилитрон и рабочая обмотка в любых режимах соединены по-

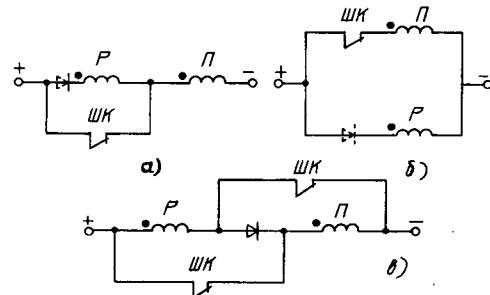


Рис. 1. Известные схемы включения: а — последовательная; б — параллельная; в — параллельно-последовательная

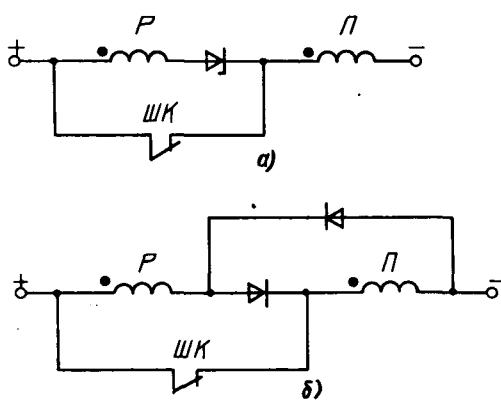


Рис. 2. Усовершенствованные схемы включения: а — со стабилитроном; б — с диодами

следовательно, поэтому обратный ток стабилитрона $i_{обр}$ определяется через ток рабочей обмотки:

$$i_{обр} = -i_p. \quad (3)$$

Но в режиме форсировки ДЭ с помощью еще не разомкнутых, ШК стабилитрон и рабочая обмотка оказываются соединены и параллельно. Поэтому на начальном интервале форсировки напряжение рабочей обмотки, как и обратное напряжение стабилитрона, неизменно:

$$U_p = U_c. \quad (4)$$

С помощью (1), (2) и (4) устанавливаем общее соотношение

$$U_n = U_p = U_c = U, \quad (5)$$

из которого следует, что на начальном интервале форсировки включенными параллельно оказываются и обе обмотки ДЭ с сетью. Тогда при дополнительном допущении идеальной магнитной связи между обмотками аналитические выражения для переходных токов обмоток и суммарной м. д. с. можно записать в известном виде [1, 9, 10]:

$$\left. \begin{aligned} i_n &= \frac{U}{R_n} \left(1 - \frac{T_n + \frac{\omega_n}{\omega_p} T_p}{T_n + T_p} e^{-\frac{t}{T_n + T_p}} \right); \\ i_p &= \frac{U}{R_p} \left(1 - \frac{T_p + \frac{\omega_p}{\omega_n} T_n}{T_n + T_p} e^{-\frac{t}{T_n + T_p}} \right); \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$F = (F_n + F_p) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n + T_p}} \right). \quad (7)$$

В выражениях (6) и (7) использованы следующие обозначения:

$$T_n = L_n / R_n; \quad T_p = L_p / R_p; \quad F_n = U \omega_n / R_n; \quad F_p = U \omega_p / R_p; \quad (8)$$

$R_n, R_p, \omega_n, \omega_p, L_n, L_p$ — активные сопротивления, числа витков и собственные индуктивности соответственно пусковой и рабочей обмоток ДЭ; t — время.

Учитя (3) и результаты известного анализа переходных токов обмоток ДЭ [9], устанавливаем, что обратный ток стабилитрона в момент включе-

ния скачком достигает ударного значения и в дальнейшем уменьшается по экспоненте, проходя через нуль. В тот момент времени, когда обратный ток становится равным нулю, происходит запирание стабилитрона, характеризующее окончание первого и начало второго интервалов форсировки.

Подставив соотношение (6) для i_p при $t=0$ в (3) и преобразовав последнее с учетом (8), получим аналитическое выражение для ударного значения обратного тока стабилитрона:

$$I_{обр} = i_{обр}(+0) = \frac{U}{R_n} \frac{\omega_p / \omega_n - 1}{(\omega_p / \omega_n)^2 + R_p / R_n}. \quad (9)$$

По выражению (6) для i_p определяется и длительность первого интервала:

$$t_1 = (T_n + T_p) \ln \frac{T_p + \frac{\omega_p}{\omega_n} T_n}{T_n + T_p}. \quad (10)$$

На границе первого и второго интервалов ток пусковой обмотки и м. д. с. достигают в соответствии с (6), (7) и (10) следующих значений:

$$i_n(t_1) = F(t_1) / \omega_n; \quad F(t_1) = F_n (1 - \omega_n / \omega_p). \quad (11)$$

На втором интервале форсировки напряжение на стабилитроне и рабочей обмотке экспоненциально затухает, но указанные элементы схемы обесточены. Поэтому ток пусковой обмотки и м. д. с. продолжают нарастать по аналогичным законам, которые могут быть представлены в соответствии с (11) в виде зависимостей

$$i_n = F_n / \omega_n; \quad F = F_n \left(1 - \frac{\omega_n}{\omega_p} e^{-t_1 / T_n} \right), \quad (12)$$

где t' — время, отсчитываемое с начала второго интервала.

Из (12) получаем условие работоспособности ДЭ в усовершенствованной схеме:

$$F_{tp} < F_n, \quad (13)$$

где F_{tp} — м. д. с. трогания.

При относительно больших значениях м. д. с. трогания, находящихся в диапазоне

$$F(t_1) < F_{tp} < F_n, \quad (14)$$

срабатывание ДЭ произойдет на втором интервале форсировки, а аналитическое выражение для времени трогания определяется с помощью (10) и (12):

$$t_{tp} = t_1 + T_n \ln \frac{F_n / \omega_n}{F_n - F_{tp}}. \quad (15)$$

В случаях же обычно выполняемого на практике известного неравенства [6, 9, 11]

$$F_{tp} < F(t_1) \quad (16)$$

срабатывание ДЭ произойдет на первом интервале форсировки, а выражение для времени трогания будет иметь вид [9]:

$$t_{tp} = (T_n + T_p) \ln \frac{F_n + F_p}{F_n + F_p - F_{tp}}. \quad (17)$$

Заменив в известной схеме на рис. 1, *a* дополнительную пару ШК на шунтирующий диод, получим усовершенствованную схему (рис. 2, *b*) [8]. При подаче питания в эту схему переходная э. д. с. рабочей обмотки обуславливает отпирание шунтирующего диода и запирание разделятельного диода. Рабочая обмотка и шунтирующий диод оказываются соединены последовательно, а их переходные токи совпадают. Но отпирание шунтирующего диода на начальном интервале форсировки обуславливает параллельное включение обеих обмоток с сетью. Отсюда нетрудно установить, что переходный ток шунтирующего диода в схеме на рис. 2, *b* изменяется идентично обратному току стабилитрона в схеме на рис. 2, *a*, определяемому соотношениями (3), (6) и (9), а указанные элементы этих схем запираются после подачи питания через один и тот же интервал t_1 , определяемый выражением (10). Идентично изменяются переходные напряжения соответствующих элементов схем на рис. 2, *a* и *b*, а также ток ДЭ и его м. д. с. и на втором интервале форсировки.

Следовательно, до размыкания ШК в схемах на рис. 2, *a* и *b* электромагнитные переходные процессы протекают идентично, а для оценки быстродействия ДЭ в этих схемах и выбора их полупроводниковых элементов могут быть использованы приведенные аналитические выражения (1), (9) — (11), (15) и (17). Отметим, что в настоящее время отечественная промышленность выпускает стабилитроны узкого диапазона по номиналам токов и напряжений. Поэтому для расширения области применения усовершенствованной схемы включения ДЭ по рис. 2, *a* можно рекомендовать использование цепочек из двух или нескольких последовательно и согласно соединенных стабилитронов.

Сопоставим условия работы ШК в усовершенствованной схеме на рис. 2, *a* и в применяемых схемах на рис. 1, *a* и *b* без диодов. В схеме на рис. 2, *a* размыкание ШК приводит к отпиранию стабилитрона в прямом направлении и переключению обмоток на последовательное соединение, как и в схеме на рис. 1, *a*, непосредственно после момента окончания коммутации. Учитывая это, сравнительную оценку условий работы ШК в последних схемах можно получить (согласно [6, 11—13]) по известному выражению для уменьшения энергии магнитного поля ДЭ в момент коммутации (ΔW):

$$\Delta W = \frac{\sigma}{2} \frac{L_n L_p}{L_n + L_p + 2k\sqrt{L_n L_p}} [i_n(-0) - i_p(-0)]^2, \quad (18)$$

где

$$\sigma = 1 - k^2; \quad k^2 = \frac{M^2}{L_n L_p}; \quad (19)$$

M , $i_n(-0)$, $i_p(-0)$ — взаимоиндуктивность между пусковой и рабочей обмотками и значения их токов непосредственно перед моментом коммутации.

Для схемы на рис. 1, *b* выражение для аналогичной величины имеет вид [6, 11, 12]:

$$\Delta W_2 = \frac{\sigma_2}{2} L_{n2} [i_{n2}(-0)]^2. \quad (20)$$

Здесь и далее применена в соответствии с [6, 10—12] следующая цифровая индексация схем ДЭ: «1» — рис. 1, *a*, «2» — рис. 1, *b*, «4» — рис. 2.

Для определенности дальнейшего обобщенного анализа используем условие равенства магнитных проводимостей при одинаковых воздушных зазорах ДЭ и дополнительное допущение идеальной магнитной связи. Напомним, что согласно указанному допущению ($\sigma \rightarrow 0$) величины ΔW стремятся к нулю, однако пределы частного от деления этих величин отличаются от нуля [6, 11, 12, 14]. Отметим, что в различных случаях применения размыкание ШК может осуществляться как в переходных, так и в установившихся перед коммутацией режимах [1, 2, 13—15]. Для упрощения анализа ограничимся рассмотрением последних случаев, соответствующих сравнительно тяжелым коммутационным условиям [6, 13, 15]. Тогда:

$$\left. \begin{aligned} i_{n1}(-0) &= U/R_{n1}; \quad i_{n2}(-0) = U/R_{p2}; \quad i_{n4}(-0) = \\ &= U/R_{n4}; \\ i_{p1}(-0) &= i_{p4}(-0) = 0; \quad i_{p2}(-0) = U/R_{p2}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

С учетом (18) — (21) предельные соотношения между величинами ΔW можно представить так:

$$\frac{\Delta W_4}{\Delta W_1} = \left(\frac{w_{n4}w_{p4}}{w_{n1}w_{p1}} \frac{w_{n1} + w_{p1}}{w_{n4} + w_{p4}} \frac{R_{n1}}{R_{n4}} \right)^2; \quad (22)$$

$$\frac{\Delta W_4}{\Delta W_0} = \left[\frac{w_{n4}w_{p4}}{w_{n2}(w_{n4} + w_{p4})} \frac{R_{n2}}{R_{n4}} \right]^2. \quad (23)$$

Для определенности примем, что ДЭ в сравниваемых схемах имеют одинаковые значения м. д. с. и мощности как в номинальном режиме, так и на начальном интервале форсировки:

$$F_n = \frac{U(w_{n1} + w_{p1})}{R_{n1} + R_{p1}} = \frac{Uw_{p2}}{R_{p2}} = \frac{U(w_{n4} + w_{p4})}{R_{n4} + R_{p4}}; \quad (24)$$

$$P_n = \frac{U^2}{R_{n1} + R_{p1}} = \frac{U^2}{R_{p2}} = \frac{U^2}{R_{n4} + R_{p4}}; \quad (25)$$

$$F_\Phi = \frac{Uw_{n1}}{R_{n1}} = U \left(\frac{w_{n2}}{R_{n2}} + \frac{w_{p2}}{R_{p2}} \right) = U \left(\frac{w_{n4}}{R_{n4}} + \frac{w_{p4}}{R_{p4}} \right); \quad (26)$$

$$P_\Phi = \frac{U^2}{R_{n1}} = U^2 \left(\frac{1}{R_{n2}} + \frac{1}{R_{p2}} \right) = U^2 \left(\frac{1}{R_{n4}} + \frac{1}{R_{p4}} \right). \quad (27)$$

Используя (24) — (27), можно установить связь между параметрами ДЭ рассматриваемых схем в виде:

$$\left. \begin{aligned} R_{n1} &= \frac{R_{n4}R_{p4}}{R_{n4} + R_{p4}}; \quad R_{p1} = \frac{R_{n4}^2 + R_{p4}^2 + R_{n4}R_{p4}}{R_{n4} + R_{p4}}; \\ w_{n1} &= \frac{w_{n4}R_{p4} + w_{p4}R_{n4}}{R_{n4} + R_{p4}}; \quad w_{p1} = \frac{w_{n4}R_{n4} + w_{p4}R_{p4}}{R_{n4} + R_{p4}}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

$$R_{n2} = \frac{R_{n4}R_{p4}(R_{n4} + R_{p4})}{R_{n4}^2 + R_{p4}^2 + R_{n4}R_{p4}}; \quad R_{p2} = R_{n4} + R_{p4}; \quad (29)$$

$$w_{n2} = \frac{w_{n4}R_{p4}^2 + w_{p4}R_{n4}^2}{R_{n4}^2 + R_{p4}^2 + R_{n4}R_{p4}}; \quad w_{p2} = w_{n4} + w_{p4}. \quad (29)$$

Подставив (28) в (22), а (29) в (23), после преобразований получим:

$$\frac{\Delta W_4}{\Delta W_1} = \left[\frac{k_{w4}(1+k_{R4})}{(k_{R4}+k_{w4})(1+k_{R4}k_{w4})} \right]^2; \quad (30)$$

$$\frac{\Delta W_4}{\Delta W_2} = \left[\frac{1+k_{R4}}{(1+k_{w4})(1+k_{R4}^2/k_{w4})} \right]^2. \quad (31)$$

В (30), (31) и далее значения R_w и R_R определяются известными соотношениями [11, 12, 14, 16]:

$$k_w = \frac{w_n}{w_p} < 1; \quad k_R = \frac{R_n}{R_p} < 1. \quad (32)$$

Проанализировав (30) и (31) с учетом (32), можно получить неравенства:

$$\frac{\Delta W_4}{\Delta W_1} < 1; \quad \frac{\Delta W_4}{\Delta W_2} < 1. \quad (33)$$

Согласно этим неравенствам схема на рис. 2, а выгоднее схем на рис. 1, а или 1, б без диодов и по условиям работы ШК.

При рассмотрении условий работы ШК в усовершенствованной схеме (рис. 2, б) необходимо учесть следующее. Размыкание ШК в этой схеме приводит не только к отпиранию разделительного диода, но и к повторному отпиранию и последующему повторному запиранию шунтирующего диода. Указанное повторное отпирание, как и в известных случаях подключения шунтирующего диода параллельно пусковой обмотке [14, 17], снижает быстродействие при отключении ДЭ, но приводит к улучшению условий работы ШК по сравнению с рассмотренными схемами (рис. 1, а и б, 2, а). Поэтому схема на рис. 2, б является наиболее выгодной по коммутационным условиям.

Таким образом, замена применяемых в настоящее время схем на рис. 1, а и б без диодов усовершенствованными схемами (рис. 2) при выполнении (24) — (27) целесообразна и с точки зрения улучшения условий работы ШК. Используя обозначения (32), на основании соотношений (24) — (28) можно получить формулы пересчета чисел витков и сопротивлений обмоток ДЭ, необходимые при переходе от последовательной к параллельно-последовательным схемам в виде:

$$\left. \begin{aligned} w_4 &= \frac{w_{p1}}{2} \left[1 + k_{w1} \mp (1 - k_{w1}) \sqrt{\frac{1 + k_{R1}}{1 - 3k_{R1}}} \right]; \\ R_4 &= \frac{R_{p1}}{2} (1 + k_{R1}) \left(1 \mp \sqrt{\frac{1 - 3k_{R1}}{1 + k_{R1}}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Аналогично на основании соотношений (24) — (27) и (29) можно получить формулы пересчета чисел витков и сопротивлений, необходимые при переходе от параллельной к параллельно-последовательным схемам в виде:

$$\left. \begin{aligned} w_4 &= \frac{w_{p2}}{2} \left[1 \mp \frac{1 - k_{R2} - 2k_{w2}}{\sqrt{(1 + k_{R2})(1 - 3k_{R2})}} \right]; \\ R_4 &= \frac{R_{p2}}{2} \left(1 \mp \sqrt{\frac{1 - 3k_{R2}}{1 + k_{R2}}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Парное расположение противоположных знаков в формулах (34) и (35) соответствует практической возможности перемены мест пусковой и рабочей обмоток в известной параллельно-последовательной схеме. В усовершенствованных схемах такая возможность отсутствует: эти схемы не являются симметричными относительно расположения рабочей обмотки, имеющей большее число витков.

Формулы (34) и (35) справедливы при ограничениях:

$$k_{R1} < k'_{R1}; \quad k_{R2} < k'_{R2}, \quad (36)$$

где

$$k'_{R1} = \frac{k_{w1}}{1 + k_{w1} + k_{w1}^2} < \frac{1}{3}; \quad (37)$$

$$k'_{R2} = \frac{k_{w2}}{2} [\sqrt{1 + 4/(k_{w2}-1)} - 1] < \frac{1}{3}. \quad (38)$$

Выполняющиеся в обычных конструкциях ДЭ ограничения (36) представляют собой физические условия возможности совместного выполнения равенств (24) — (27). Отметим, что согласно (30) — (32) и (34) — (38) эффективность перехода к схеме на рис. 2, а с точки зрения улучшения условий работы ШК повышается с ростом k_R : если $k_{R1} \rightarrow k_{R2} \rightarrow 0$, то $\Delta W_4/\Delta W_1 \rightarrow 1 > 0$ и $\Delta W_4/\Delta W_2 \rightarrow (1 - k_{w2})^2 > 0$; если $k_{R1} \rightarrow k'_{R1}$ и $k_{R2} \rightarrow k'_{R2}$, то $\Delta W_4/\Delta W_1 \rightarrow \Delta W_4/\Delta W_2 \rightarrow 0$.

Дальнейшие оценки быстродействия будем проводить при условии обычно выполняемого на практике неравенства (16), когда время трогания ДЭ определяется выражением (17) для параллельно-последовательных схем и аналогичными известными выражениями [1, 9 и др.] для схем на рис. 1, а и б без диодов. Тогда при выполнении равенств (26) отношения значений времени трогания совпадают с отношениями суммарных постоянных времени T_ϕ обмоток ДЭ в сравниваемых схемах:

$$t_{tp4}/t_{tp1} = T_{\phi4}/T_{\phi1}; \quad t_{tp4}/t_{tp2} = T_{\phi4}/T_{\phi2}. \quad (39)$$

Покажем, что переход от последовательной или параллельной схем без диодов к параллельно-последовательным схемам с пересчетом по формулам (34) или (35) дает возможность улучшить быстродействие при включении за счет уменьшения суммарной постоянной времени обмоток ДЭ. В случае перехода от последовательной схемы отношение суммарных постоянных времени представим в соответствии с (34) так:

$$\frac{T_{\phi4}}{T_{\phi1}} = \frac{w_{p4}^2/R_{n4} + w_{p4}^2/R_{p4}}{w_{p1}^2/R_{n1} + w_{p1}^2/R_{p1}} = \frac{1 - 2k_{R1}k_{w1}(1 + k_{w1})/(k_{R1} + k_{w1}^2)}{1 - 3k_{R1}}. \quad (40)$$

Анализ правой части (40) с учетом (37) показывает, что неравенство

$$\frac{T_{\phi4}}{T_{\phi1}} < 1 \quad (41)$$

будет иметь место при дополнительном ограничении

$$k_{R1} < k''_{R1}, \quad (42)$$

где

$$k''_{R1} = \frac{k_{w1}(2-k_{w1})}{3} < k'_{R1}. \quad (43)$$

При анализе перехода от параллельной схемы ограничимся рассмотрением случая, когда числитель слагаемого в квадратной скобке (35) положителен:

$$k_{R2} < 1 - 2k_{w2}. \quad (44)$$

Достаточное условие для выполнения неравенств (36), (38) и (44) имеет вид

$$k_{w2} < 1/3. \quad (45)$$

В соответствии с (35), (44) и (45) отношение суммарных постоянных времени представим так:

$$\frac{T_{\phi 4}}{T_{\phi 2}} = \frac{\omega_{n4}^2/R_{n4} + \omega_{p4}^2/R_{p4}}{\omega_{n2}^2/R_{n2} + \omega_{p2}^2/R_{p2}} = \frac{1 - 2k_{R2}(k_{R2} + k_{w2})/(k_{R2} + k_{w2}^2)}{1 - 3k_{R2}}. \quad (46)$$

Анализ правой части (46) с учетом (38) показывает, что неравенство

$$T_{\phi 4}/T_{\phi 2} < 1 \quad (47)$$

будет иметь место при дополнительном ограничении

$$k_{R2} < k''_{R2}, \quad (48)$$

где

$$k''_{R2} = k_{w2}(2 - 3k_{w2}) < k'_{R2}. \quad (49)$$

В обычных конструкциях ДЭ выполняются и ограничения (42) или (48). Эти ограничения представляют собой достаточные условия, при которых выполняются как соотношения (24) — (27) и (38), так и соотношения (41) или (47). Последнее же, в соответствии с (40), указывает на улучшение быстродействия при переходе от последовательной или параллельной схем без диодов к параллельно-последовательным схемам.

Взяв производные правых частей (40) и (46) по k_w и приравняв их нулю, отыщем экстремальные значения k_R , которые удовлетворяют условиям (42) и (48):

$$k_{R13} = \frac{k_{w1}^2}{1+2k_{w1}} < k''_{R1}; \quad k_{R23} = \frac{k_{w2}^2}{1-2k_{w2}} < k''_{R2}. \quad (50)$$

При указанных экстремальных значениях k_R правые части (40) и (46) имеют минимумы:

$$\left(\frac{T_{\phi 4}}{T_{\phi 1}} \right)_{\min} = \frac{1-k_{w1}}{1-3k_{R13}} < 1; \quad \left(\frac{T_{\phi 4}}{T_{\phi 1}} \right)_{\min} = \frac{1-k_{R23}/k_{w2}}{1-3k_{R23}} < 1. \quad (51)$$

При возрастании k_w до верхних пределов (32) и (45) минимумы (51) достигают наименьшего значения, при этом и правые части (30) и (31) принимают одинаковые значения: если $k_{w1} \rightarrow 1$ и $k_{w2} \rightarrow 1/3$, то

$$\left(\frac{T_{\phi 4}}{T_{\phi 1}} \right)_{\min} \rightarrow \left(\frac{T_{\phi 4}}{T_{\phi 2}} \right)_{\min} \rightarrow \frac{3}{4}; \quad \frac{\Delta W_4}{\Delta W_1} \rightarrow \frac{\Delta W_4}{\Delta W_2} \rightarrow \frac{1}{4}.$$

Эти значения соответствуют теоретическому пределу эффективности перехода от схем на рис. 1, а или б без диодов к параллельно-последовательным схемам с точки зрения улучшения быстродействия при включении ДЭ.

Отметим, что переход к параллельно-последовательным схемам может быть осуществлен при неизменных наружном r и внутреннем r_0 радиусах катушки, но при выполнении ее с концентрическими или с дисковыми обмотками. При этом для определения сечений голых проводов концентрических обмоток необходимо использовать как полученные выше соотношения (34) или (35), так и приведенные в [16] соотношения (6) — (8). Для определения же сечений проводов дисковых обмоток достаточно использовать полученные выше соотношения. В последнем случае (при исходных катушках с дисковыми обмотками) отношения суммарных постоянных времени совпадают с отношением масс m катушек ДЭ:

$$m_4/m_1 = T_{\phi 4}/T_{\phi 1}; \quad m_4/m_2 = T_{\phi 4}/T_{\phi 2}. \quad (52)$$

Отсюда следует, что имеющие место неравенства (41) и (47), а также указанное наименьшее значение (51) характеризуют не только улучшение быстродействия при включении, но и уменьшение массы катушки ДЭ при переходе от последовательной или параллельной схем без диодов к параллельно-последовательным схемам.

Отметим также, что при выполнении (21) и (24) — (27) правые части (30), (34), (40) и (52) являются пригодными и для сопоставления схемы на рис. 2, а схемой на рис. 1, а с диодом. В соответствии с (33) и (41) отсюда следует, что и последовательная схема с диодом уступает схеме на рис. 2, а как по условиям работы ШК, так и по массе катушки ДЭ.

Напомним [1 и др.], что введение диода в последовательную схему приводит к появлению перенапряжений на рабочей обмотке при включении питания:

$$K_{U_{\max}} = U_{p_{\max}}/U = 1/k_{w1}, \quad (53)$$

но улучшает быстродействие:

$$\frac{t_{tp1d}}{t_{tp1}} = \frac{\omega_{n1}^2/R_{n1}}{\omega_{n1}^2/R_{n1} + \omega_{p1}^2/R_{p1}} = \frac{k_{w1}^2}{k_{R1} + k_{w1}^2} < 1. \quad (54)$$

Используя (39), (40) и (54), с учетом (36) и (37) получим:

$$t_{tp1d}/t_{tp4} < 1. \quad (55)$$

Неравенство (55) подтверждает, что параллельно-последовательные схемы уступают схеме на рис. 1, а с диодом по быстродействию при включении.

Известно, что при наличии диодов последовательная схема более выгодна, чем параллельная [11]. Сопоставив приведенные в [11] условия (18) и (22) с полученными здесь выражениями (50) для экстремальных значений k_R , устанавливаем, что эти экстремальные значения соответствуют равнозначности последовательной и параллельной схем без диодов. Поэтому дальнейший сравнительный расчет конкретных показателей был проведен без непосредственного учета парал-

лельной схемы, но при выполнении левого равенства (50).

В табл. 1 приведены значения коэффициентов ДЭ в параллельно-последовательных схемах, рассчитанные по заданным значениям k_{w1} с использованием соотношений (32), (34) и (50), а в табл. 2 приведены значения относительных показателей ДЭ в сопоставляемых схемах, рассчитанные по тем же значениям k_{w1} с использованием дополнительных соотношений (30), (39) и (51) — (54). В табл. 2 показатели ДЭ в последовательной схеме без диода приняты за базовые.

Отметим, что в табл. 2 не приведены данные по коммутационным условиям для схемы на рис. 2, б.

Таблица 1

Коэффициенты ДЭ	Значения коэффициентов ДЭ при значениях k_{w1} , равных		
	1/2	1/6	1/10
k_{w4}	0,382	0,146	0,092
k_{R4}	0,146	0,021	0,008

Таблица 2

Основные показатели ДЭ	Схема включения	Значения основных показателей ДЭ при значениях k_{w1} , равных			
		1/2	1/6	1/10	
K_U	Рис. 1, а	без диода	1	- 1	1
		с диодом	2	6	10
Рис. 2		1	1	1	
t_{tp*}	Рис. 1, а	без диода	1	1	1
		с диодом	0,667	0,571	0,545
Рис. 2		0,800	0,889	0,923	
m_*	Рис. 1	1	1	1	
	Рис. 2	0,800	0,889	0,923	
ΔW_*	Рис. 1	1	1	1	
	Рис. 2, а	0,617	0,789	0,854	

Однако, используя анализ [14], можно установить, что соотношения между коэффициентами ДЭ в параллельно-последовательных схемах, приведенными в табл. 1, для рассмотренных случаев размыкания ШК в установившихся перед коммутацией режимах соответствуют выполнению приведенных в [14] неравенств (16) и (17). Отсюда следует, что эти соотношения удовлетворяют как необходимому, так и достаточному условиям обеспечения максимальной эффективности применения шунтирующего диода с точки зрения улучшения условий работы ШК. При этом для схемы на рис. 2, б условия работы ШК оказываются предельно облегченными ($\Delta W'_4 \rightarrow 0$).

Полученные теоретические результаты свидетельствуют о целесообразности перехода от по-

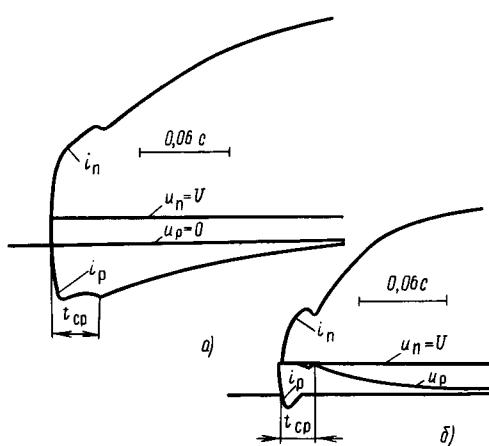


Рис. 3. Осциллограммы величин в переходном режиме при форсировке ДЭ: а — в схеме на рис. 1, а; б — в схеме на рис. 2, б следовательной или параллельной схем без диодов к параллельно-последовательным схемам. Эти результаты могут быть использованы и при проектировании усовершенствованных схем включения ДЭ с бесконтактными управляемыми ключевыми элементами [18—20].

Экспериментальные исследования проводились в два этапа, в ходе которых регистрировались осциллографы напряжений и токов обмоток переходного процесса в режиме форсировки.

На первом этапе использовался один и тот же ДЭ со следующими данными: $w_n = 189$; $w_p = 2805$; $R_n = 8,3$ Ом; $R_p = 330$ Ом; $F_{tp} \approx 1050$ А. Данные элементов схем: $U \approx U_c \approx 98$ В (в схеме на рис. 2, а использовались два последовательно и согласно соединенных стабилитрона Д816Д, а в схемах на рис. 1, а и б — аналогично соединенная пара диодов КД202Р).

На втором этапе использовались различные катушки с одинаковыми длинами средних витков пусковых и рабочих обмоток, устанавливаемых поочередно на одном и том же магнитопроводе. В качестве исходной использовалась катушка для последовательной схемы без диода со следующими данными: $w_{n1} = 300$; $R_{n1} = 3,65$ Ом (провод ПЭТВ, диаметр 0,8 мм); $w_{p1} = 364$; $R_{p1} = 13,2$ Ом (провод ПЭВ2, диаметр 0,47 мм); масса катушки 0,722 кг. По данным исходной катушки и соотношениям (32) и (34) была рассчитана и изготовлена катушка для параллельно-последовательных схем (отклонение реальных данных от расчетных не превышает нескольких процентов). Данные изготовленной катушки: $w_{n4} = 240$; $R_{n4} = 5,33$ Ом (провод ПЭТВ, диаметр 0,6 мм); $w_{p4} = 424$; $R_{p4} = 11,1$ Ом (провод ПЭВ2, диаметр 0,55 мм); масса катушки 0,566 кг.

На этом этапе экспериментальных исследований при неизменных масштабах регистрировались и осциллографы мощности в ШК при размыкании установившихся токов в схеме на рис. 1, а без диода и в схемах на рис. 2. Напряжение сети, противодействующее усилие и начальный зазор и здесь были неизменными ($U = 27$ В; $F_{tp} \approx 215$ А), а в соответствующих схемах на рис. 2 использовались стабилитрон Д816Б и диоды КД202Р.

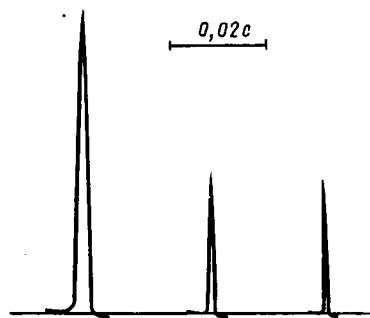


Рис. 4. Осциллограммы мощности в ШК

Сопоставление осциллограмм напряжений и токов в переходном режиме показало практическую идентичность электромагнитных процессов в режимах форсировки схем на рис. 2, а и б и уменьшение времени срабатывания при переходе от схемы на рис. 1, а без диода к схемам на рис. 2. Результаты обработки осциллограмм мощности в ШК сопоставляемых схем, проведенной по известной методике [6], также показали справедливость полученных теоретических результатов. На рис. 3 и 4 показаны результаты второго этапа экспериментальных исследований. На рис. 3, а приведены осциллограммы величин в переходном режиме при форсировке в схеме на рис. 1, а без диода, а на рис. 3, б — в схеме на рис. 2, б. На рис. 4 приведены осциллограммы мощности в ШК: левая осциллограмма соответствует схеме на рис. 1, а без диода, средняя — схема на рис. 2, а, правая — схема на рис. 2, б.

Выводы. 1. Электромагнитные переходные процессы при форсировке в обоих рассмотренных вариантах усовершенствованных схем являются идентичными.

2. Замена применяемых в настоящее время последовательной или параллельной схем без диодов усовершенствованными целесообразна как с точки зрения повышения быстродействия при включении и уменьшения массы ДЭ, так и с точки зрения улучшения условий работы ШК.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коц Б. Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой.— М.: Энергия, 1973.
2. Выбор схемы форсировки электромагнита для тормоз-

ных электродвигателей / В. С. Гринберг, Э. М. Гусельников, В. В. Соленков, Б. Е. Трофименко.— В сб.: Конструирование и надежность электрических машин.— Томск, ТГУ, 1978.

3. Гринберг В. С., Собко Э. И. Включение двухобмоточных электромагнитов со стабилитроном и резистором.— Электротехника, 1989, № 10.

4. Patentschrift 184507 (Deutschen Reiche). Schaltung fur Solenoidspulen / AEG in Berlin, 1907.

5. Auslegeschrift 1256325 (Bundesrepublik Deutschland). Betatigungsschaltung fur eine magnetisch luftbare Federdruckbremse / H. Baumüller, W. Bauer.— 1967.

6. Гринберг В. В., Гусельников Э. М., Соленков В. В. Выбор схемы форсировки электромагнита по условиям работы шунтирующих контактов.— Электричество, 1978, № 8.

7. Геращенко Г. В., Тембель П. В. Справочник по обычным данным электрических машин и аппаратов.— Киев: Техника, 1968.

8. А. с. 1417046 (СССР). Двухобмоточный электромагнит с форсировкой / В. С. Гринберг, П. Р. Баранов. Опубл. в Б. И., 1988, № 30.

9. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. Время трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток.— Электричество, 1974, № 8.

10. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. Выбор схемы форсировки электромагнита при большой частоте включений.— Электротехника, 1974, № 8.

11. Гринберг В. С. Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита.— Электричество, 1982, № 10.

12. Баранов П. Г., Гринберг В. С. Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита.— Электричество, 1986, № 4.

13. Гринберг В. С., Собко Э. И. Усовершенствование схемы включения двухобмоточного электромагнита с диодом.— Изв. вузов. Электромеханика, 1988, № 10.

14. Гринберг В. С. Оценки эффективности применения шунтирующих диодов в схемах включения двухобмоточных электромагнитов.— Изв. вузов. Электромеханика, 1989, № 4.

15. А. с. 1430992 (СССР). Двухобмоточный электромагнит с форсировкой / В. С. Гринберг, Э. И. Собко, П. Р. Баранов. Опубл. в Б. И., 1988, № 38.

16. Гринберг В. С. Оценки эффективности конструкций катушек двухобмоточного электромагнита.— Электротехника, 1989, № 4.

17. Андрушев Н. И., Лярский Б. А., Претро Н. Н. Электромагниты постоянного тока с форсировкой и шунтированием включающей обмотки диодом.— Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения, 1983, вып. 5 (108).

18. А. с. 1042089 (СССР). Двухобмоточный электромагнит с форсировкой / В. С. Гринберг, Э. И. Собко. Опубл. в Б. И., 1983, № 34.

19. А. с. 1089634 (СССР). Двухобмоточный электромагнит с форсировкой / В. С. Гринберг, Э. И. Собко.— Опубл. в Б. И., 1984, № 16.

20. Patent 4734817 (United States). Magnetic clutch / W. Baker, R. Shemanske.— 1988.

[09.01.90]

Математическая модель группы синфазно работающих вентиляй в аварийных режимах сильноточных преобразователей

ГОЛЬДШТЕЙН М. Е., канд. техн. наук, ПЯСТОЛОВ В. В., инж.

Челябинский политехнический институт

1. Постановка задачи. Из-за отсутствия обоснованных данных о распределении нагрузок (токов, мощностей, температур) между параллельными вентилями и предохранителями многоамперных преобразователей в аварийных режимах вводят при их выборах эмпирические коэффициенты запаса. Такие коэффициенты могут быть получены на основании или большого опыта эксплуатации, или значительного числа испытаний промышленных преобразователей, что по отношению к аварийным режимам практически не выполнимо. Следует заметить, что коэффициенты запаса могут быть обоснованы и имитационными испытаниями, но для этого необходима математическая модель преобразователей с групповым соединением вентиляй в аварийных режимах.

Реальная информация об изменении температур вентиляй и предохранителей необходима и при анализе послеаварийных режимов, например, режима работы с неполным числом ветвей после отключения внутреннего к. з. быстродействующими предохранителями или при выборе бестоковой паузы цикла АПВ, зависящей от времени остывания вентиляй и предохранителей до допустимых по условиям их эксплуатации температур.

Известны методы [1, 2] определения нагрузок параллельных ветвей в рабочих режимах преобразователей, в которых принята кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперных характеристик (ВАХ) нелинейных элементов (диодов, тиристоров). В аварийных режимах температуры тиристоров и предохранителей значительно превышают рабочие, в результате деформируются их ВАХ [3], что существенно влияет на распределение их нагрузок при групповом соединении. Для анализа этих нагрузок первоначально разработаем модели тиристора и предохранителя, учитывающие их нагрев аварийными токами, а затем модель группы в целом. Для общности методов анализа в рабочих [1, 2] и аварийных режимах желательно при моде-

лировании нелинейных элементов сохранить кусочно-линейную аппроксимацию их ВАХ и вероятностно-статистический подход к определению нагрузок элементов.

2. Модель тиристора. При протекании по тиристору импульса тока значительной величины (тока аварийного режима) его ВАХ имеет вид «петли» (рис. 1) [4]. Исследования показали, что в преобразователях промышленной частоты влияние распространения проводящего состояния по площади полупроводниковой структуры (участок 1—2, рис. 1) на ее температуру (ТПС) в аварийных режимах (максимальную и в момент окончания импульса тока) незначительно (не более 1 %) и им можно пренебречь. Тогда ВАХ тиристора будет описываться [3] выражением

$$u = U_0 + r(1 + \alpha \Delta T)i, \quad (1)$$

где ΔT — превышение ТПС тиристора над температурой, при которой определены его пороговое напряжение U_0 и динамическое сопротивление r ; α — эмпирический коэффициент; i — ток вентиля.

Наиболее точно ВАХ описывается выражением (1), если значения U_0 и r получены аппроксимацией статической ВАХ по точкам при токах $1,5I_k$ и $4I_k$ [5]. Эти значения U_0 и r могут быть найдены по каталожным параметрам тиристоров U_{0k} , r_k и I_k [6] как $r = r_k = -0,0157$ и $U_0 = U_{0k} + 0,148$.

Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ, описанной выражением (1), принята в качестве модели тиристора и проводится следующим образом. Импульс тока, протекающий через вентиль, разбивается на ряд интервалов. На первом интервале ВАХ описывается как

$$u = U_0 + ri,$$

на интервале q — как

$$u = U_{0q} + r_q i \quad (2)$$

при

$$r_q = (u_q - u_{q-1}) / (i_q - i_{q-1}); \quad (3)$$

$$u_{0q} = u_{q-1} - i_{q-1} r_q, \quad (4)$$

где u_q , i_q — напряжение и ток, соответствующие концу интервала q ; значение u_{q-1} определяется из данных для предыдущего интервала, а u_q находится по выражению (1) при ТПС, соответствующей концу предыдущего интервала, определяемой известными методами [7] по данным о мощности, выделяемой в тиристоре и его тепловом сопротивлении.

3. Модель предохранителя. Исследования партии предохранителей типа ПП57 показали, что при протекании по ним импульса тока, близкого по форме к полусинусоиде за счет изменения температуры плавкой вставки ВАХ ее активного сопротивления нелинейная и имеет вид «петли» (рис. 2). В качестве модели предохранителя аналогично тиристору принята кусочно-линейная аппроксимация ВАХ, которая на каждом интервале описывается выражением $u = u_{0q} + r_{pq} i$.

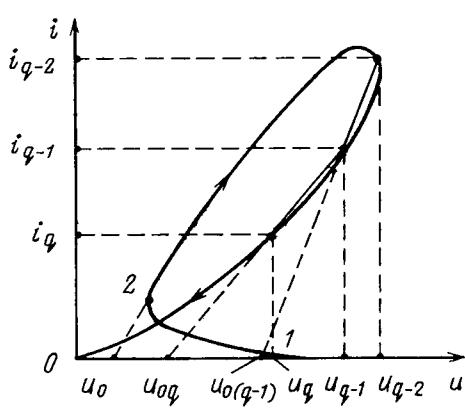


Рис. 1

На первом интервале сопротивление r_{p1} равно сопротивлению предохранителя в предшествующем рабочем режиме, а на всех последующих определяется по выражению, аналогичному (3) для тиристоров. Напряжения U_{p0} на первом и последнем интервалах равны нулю, а на остальных определяются по выражению, аналогичному (4) для тиристоров, но при этом значение напряжения на предохранителе в конце интервала q определяется по выражению, описывающему его ВАХ (рис. 2): $u_{pq} = r_{cq} i_q$, где i_q — ток в конце интервала q ; $r_c = r_p + r_n [1 + \beta(T_{q-1} - T_p)]$ — статическое сопротивление предохранителя в конце интервала q ; r_p — определенное при температуре рабочего режима T_p активное сопротивление части вставки, которая не успевает нагреться при к. з.; r_n — активное сопротивление части вставки, нагревающейся при протекании импульса аварийного тока; β — температурный коэффициент сопротивления; T_{q-1} — температура наиболее нагретого участка вставки в конце интервала $q-1$.

Как правило, у большинства тиристорных преобразователей защита быстродействующая, а длительность протекания аварийного тока не превышает 10 мс. При внутренних к. з. величина и длительность тока ограничиваются быстродействующими предохранителями, при внешних — съемом управляющих импульсов либо переводом преобразователей в режим инвертирования. Учитывая, что при воздействии такого короткого импульса аварийного тока можно пренебречь теплообменом с окружающей средой [8], уравнение теплового баланса будет иметь вид

$$Cm \frac{dT}{dt} = [i(t)]^2 r_0 (1 + \beta T), \quad (5)$$

а его решение при линейно изменяющемся токе $i(t) = I_0 + Kt$ будет

$$T(t) = \frac{1}{\beta} [(1 + \beta T_0) e^{A\beta W} - 1], \quad (6)$$

где C — удельная теплоемкость материала плавкого элемента; m — масса его греющейся части; r_0 — сопротивление вставки при 0 °C; T_0 — начальная температура вставки; $A = r_0/C_m$ — расчетный коэффициент; W — Джоулев интеграл при линейно меняющемся токе;

$$W = K^2 t^3 / 3 + Kt^2 I_0 + tI_0^2.$$

Основная трудность при использовании уравнения (6) заключается в том, что неизвестна масса греющейся части m , входящая в коэффициент A . В то же время по информационным данным с использованием интеграла плавления можно определить значение коэффициента A . Действительно, при воздействии импульса аварийного тока на предохранитель преддуговой интервал заканчивается в тот момент, когда температура узких перешейков вставки достигнет температуры плавления T_{pl} , при этом джоулев интеграл W будет равен интегралу плавления W_{pl} .

Таким образом, значение коэффициента A можно определить из уравнения (6) при $W = W_{pl}$ и $T(t) = T_{pl}$. В качестве экспериментальной проверки модели предохранителя проведен расчет кривой пропускаемого тока предохранителя. Расчетная кривая близка к кривой, приведенной в информационных материалах.

4. Модель преобразователя. Детермированная версия. Для анализа распределения нагрузок в синфазных группах вентильных ветвей многоамперных преобразователей рассмотрим схему замещения, аналогичную принятой в [2] для рабочих режимов преобразователей, включающую n вентильных ветвей, расположенных в m подключенных к многофазному источнику тока силовых шкафах, каждый из которых содержит по n_i параллельных вентильных ветвей. В отличие от [2] источник тока может быть несимметричным, его токи соответствуют токам, протекающим в преобразователе в аварийном режиме. Заметим, что при успешном действии защищает ток каждой группы в аварийном режиме, а следовательно и каждого тиристора и предохранителя, представляет одиничный импульс и возможна принятая в п. 2 и 3 кусочно-линейная аппроксимация их ВАХ.

В этом случае в схеме замещения группы тиристоры и предохранители представляются соответственно сопротивлениями r и r_p и напряжениями U_0 и U_{p0} — параметрами участков при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ. Так как токи аварийных режимов значительно выше рабочих, то магнитопроводы индуктивных делителей тока насыщаются и исчезают обусловленные ими магнитные связи между параллельными ветвями преобразователя. Поэтому индуктивный делитель тока в таком режиме представлен только собственной индуктивностью ветви и активным сопротивлением. В схеме замещения останутся только те взаимные индуктивности между контурами токов, которые обусловлены магнитными полями токоведущих частей.

В отличие от [2], где влияние двух соседних фаз учтено эквивалентными фазами y , q , x , z , оставим для рассмотрения реальные фазы x и y . С учетом этого после преобразований и введении обозначений, аналогичных выполненным в [2], система исходных уравнений [2], описывающая электромагнитные процессы в схеме, сводится к двум независимым системам¹.

$$\begin{aligned} L_{zi} \frac{d\bar{i}_i}{dt} + r_{zi} \Delta \bar{i}_i &= -\Delta \bar{U}_{0i} - \left(\frac{n}{m} \delta L_{ci} + \delta \bar{L}_{ki} \right) \frac{d\bar{i}}{dt} - \\ &- \delta L_{ci}^{(x)} \frac{d\bar{i}_x}{dt} - \delta L_{ci}^{(y)} \frac{d\bar{i}_y}{dt} - \left(\frac{n}{m} \delta r_{ci} + \delta \bar{r}_{wi} + \Delta \bar{r}_i \right) \bar{i} - \\ &- \Delta \bar{r}_{wi}^{(x)} \bar{i}_x - \Delta \bar{L}_w^{(x)} \frac{d\bar{i}_x}{dt} - \Delta \bar{r}_{wi}^{(y)} \bar{i}_y - \Delta \bar{L}_w^{(y)} \frac{d\bar{i}_y}{dt}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} L_{zi} \frac{d\bar{i}_{ij}}{dt} + r_{zi} \Delta \bar{i}_{ij} &= -\Delta U_{0ij} - (\Delta r_{ij} + \Delta r_{wi}) \bar{i} - \\ &- \Delta L_{kj} \frac{d\bar{i}}{dt} - \Delta r_{wi}^{(x)} \bar{i}_x - \Delta L_{wj}^{(x)} \frac{d\bar{i}_x}{dt} - \Delta r_{wi}^{(y)} \bar{i}_y - \\ &- \Delta L_{wj}^{(y)} \frac{d\bar{i}_y}{dt}. \end{aligned} \quad (8)$$

В [2] получено решение для многофазной симметричной периодически изменяющейся системы источников тока. Для получения решения при протекании аварийных токов разобьем весь режим на ряд временных интервалов и на каждом из них

¹ Обозначения параметров элементов и токов приведены в приложении.

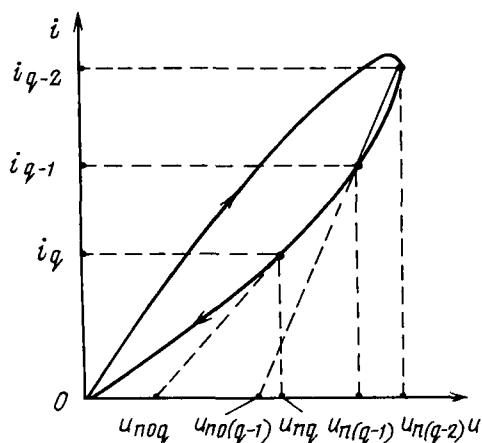


Рис. 2

произведем кусочно-линейную аппроксимацию токов; интервалы аппроксимации тока примем совпадающими с интервалами аппроксимации тиристоров и предохранителей. На интервале q аварийный ток рассматриваемого плеча

$$i_q = I_{0q} + K_{qj},$$

а среднеарифметический ток n_i параллельных ветвей

$$\bar{i}_q = i_q/n_i = I_{0q}/n_i + (K_{qj}/n_i)t = \bar{I}_{0q} + \bar{K}_{qj}.$$

Аналогично представлены среднеарифметические ток параллельных ветвей групп, входящих в соседние фазы x и y . Тогда на каждом из временных интервалов схема замещения линейная и токи источников меняются по линейному закону. Решение систем (7, 8) на каждом интервале при этом примет вид

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}_i &= \left[-\left(\frac{n}{m} \delta r_{ci} + \delta r_{wi} + \Delta \bar{r}_i \right) \bar{K} - \Delta \bar{r}_{wi}^{(x)} \bar{K}^{(x)} - \right. \\ &\quad \left. - \Delta \bar{r}_{wi}^{(y)} \bar{K}^{(y)} \right] \frac{1}{r_{si}} [t - \tau_{si}(1 - e^{-t/\tau_{si}})] + [-\Delta U_{0i} - \left(\frac{n}{m} \times \right. \\ &\quad \left. \times \delta L_{ci} + \delta L_{ki} \right) \bar{K} - \delta L_{ci}^{(x)} \bar{K}^{(x)} - \delta L_{ci}^{(y)} \bar{K}^{(y)} - \left(\frac{n}{m} \delta r_{ci} + \right. \\ &\quad \left. + \delta r_{wi} + \Delta \bar{r}_i \right) \bar{I}_0 - \Delta \bar{r}_{wi}^{(x)} \bar{I}_0^{(x)} - \Delta \bar{L}_{wi}^{(x)} \bar{K}^{(x)} - \Delta \bar{r}_{wi}^{(y)} \bar{I}_0^{(y)} - \right. \\ &\quad \left. - \Delta \bar{L}_{wi}^{(y)} \bar{K}^{(y)} \right] \frac{1}{r_{si}} (1 - e^{-t/\tau_{si}}) + \Delta \bar{i}_{i0} e^{-t/\tau_{si}}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{ij} &= [-(\Delta r_{ij} + \Delta r_{wij}) \bar{K} - \Delta r_{wij}^{(x)} \bar{K}^{(x)} - \Delta r_{wij}^{(y)} \bar{K}^{(y)}] \frac{1}{r_{si}} \times \\ &\quad \times [t - \tau_{si}(1 - e^{-t/\tau_{si}})] + [-\Delta U_{0ij} - (\Delta r_{ij} + \Delta r_{wij}) \bar{I}_0 - \\ &\quad - \Delta L_{ki} \bar{K} - \Delta r_{wij}^{(x)} \bar{I}_0^{(x)} - \Delta L_{wij}^{(x)} \bar{K}^{(x)} - \Delta r_{wij}^{(y)} \bar{I}_0^{(y)} - \\ &\quad - \Delta L_{wij}^{(y)} \bar{K}^{(y)}] \frac{1}{r_{si}} (1 - e^{-t/\tau_{si}}) + \Delta i_{i0j} e^{-t/\tau_{si}}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\tau_{si} = L_{si}/r_{si}$, $\tau_{si} = L_{si}/r_{si}$ — эквивалентные постоянные времени; $L_{si} = \frac{1}{m-1} \left[\frac{n}{m} L_c - \left(n_i - \frac{n}{m} \right) \times \right. \\ \times L_{ci} + m n_i L_{cii} + \bar{L}_k + \left(m - m \frac{n_i}{n} - 1 \right) \bar{L}_{ki} \left. \right]$; $r_{si} = \bar{r} + \frac{1}{m-1} \left[\frac{n}{m} r_c - \left(n_i - \frac{n}{m} \right) r_{ci} + m n_i r_{cii} \right]$; $L_{wij} = \frac{1}{n_i - 1} (\bar{L}_{ki} - 2 L_{kii} + n_i L_{kij}); r_{wij} = \bar{r}$.

Мгновенное значение тока j -й ветви i -й группы определяется по выражению

$$i_{ij} = \bar{i} + \Delta \bar{i}_i + \Delta i_{ij}. \quad (11)$$

При вычислении токов аварийного режима на первом интервале времени параметры тиристоров и предохранителей вводятся их исходными, например каталогными, данными и нахождение токов ветвей по выражениям (9)–(11) не вызывает затруднений. На всех последующих интервалах значения пороговых напряжений и динамических сопротивлений вентилей и предохранителей находятся по выражениям (3), (4), в которые входят искомые токи. Поэтому первоначально эти точки следует задать, например, с небалансом, соответствующим концу предыдущего интервала, и затем уточнять методом последовательных приближений. Значения температур вентилей и предохранителей вычисляются на каждом интервале при определении параметров их моделей.

5. Модель преобразователя. Вероятностно-статистический подход. В связи с тем, что современной технологией производства преобразователей значения параметров элементов, принятых для их комплектования, имеют разброс и подчиняются случайному закону [1, 2], то нагрузки элементов являются функциями случайных величин [1, 2], и, следовательно, также представляют собой случайные величины. При проектировании преобразователей необходима информация о наибольших значениях нагрузок. Они могут быть определены как

$$S_m = M(S) + \psi \sigma(S), \quad (12)$$

где $M(S)$ и $\sigma(S)$ — математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение величины S ; ψ — коэффициент, зависящий от принятой вероятности ее появления и вида функции ее распределения.

Аналитически значения математических ожиданий и средних квадратических отклонений нагрузок могут быть получены разработанными ранее [1, 2] методами только для первого интервала аппроксимации, для которого могут быть найдены числовые характеристики функций распределения параметров их элементов [6]. На всех последующих интервалах это невозможно, так как между расчетными параметрами на различных интервалах существуют корреляционные связи, многие из которых не поддаются аналитическому описанию. Поэтому для решения поставленной задачи принят метод статистических испытаний Монте – Карло.

При анализе процессов в полупроводниковых преобразователях случайными являются параметры вентилей (пороговое напряжение U_0 , динамическое r и тепловое R , сопротивления) и сопротивления предохранителей r_n . Значения этих величин распределены по нормальному закону [9]. Обычно преобразователь комплектуется вентилями с нормируемым разбросом прямых падений напряжений. При этом параметры каждого вентиля не зависят от аналогичных параметров других вентилей. Пороговое напряжение и динамическое со-

противление одного вентиляя являются зависимыми величинами, так как они определяют его прямое падение напряжения, а оно нормируется.

Значения независимых случайных величин R_t и r_n , распределенных по нормальному закону, могут быть найдены как

$$S = \eta_0 \sigma(S) + M(S), \quad (13)$$

где η_0 — нормируемая случайная величина, распределенная по нормальному закону.

Для определения случайных значений зависимых величин U_0 и r предполагаем, что распределение значений напряжения U вентиляй в заданном диапазоне $U_{\min} \div U_{\max}$ равномерное (это допустимо при ограниченном числе вентиляй, из которых комплектуются группы преобразователей), и первоначально задаем его случайное значение как

$$U = \gamma(U_{\max} - U_{\min}) + U_{\min}, \quad (14)$$

где γ — случайное число, равномерно распределенное в интервале $0 \div 1$.

Затем для этого значения U по методике, описанной в [6], определяются математические ожидания и динамические сопротивления вентиляй. Случайное значение динамического сопротивления определяется по выражению (13), а пороговое напряжение вычисляется как

$$U_0 = U - r \pi I_k. \quad (15)$$

Определяя таким образом параметры всех элементов группы, проводим расчет их нагрузок, используя ее детерминированную модель.

Разработанная математическая модель применяется на этапе проектирования силовых шкафов многоамперных преобразователей, в частности при их проверке на устойчивость токам к. з., а также при выборе числа параллельных ветвей с учетом аварийных режимов и предназначена для применения в пакете прикладных программ САПР ПУ. Ниже приводится алгоритм таких вычислений и результаты расчета нагрузок элементов группы в аварийном режиме.

6. Алгоритм вычисления нагрузок элементов вентильной ветви. На рис. 3 приведен R -граф алгоритма вычисления максимальных значений нагрузок вентиляй и предохранителей в одной ($m=1$) группе параллельных ветвей при протекании по ней тока аварийного режима, основанный на разработанной математической модели. Под

дугами графа перечисляются операции, выполняемые при переходе по этой дуге в следующее состояние, а над дугами — условие выполнения операции.

Первоначально вводятся исходные данные, среди которых число интервалов H , на которое разбивается время протекания аварийного тока (на рис. 3 N — номер интервала); заданные точности расчета токораспределения в предохранителях и ветвях ε и максимальных нагрузок εM . Затем выполняются следующие операции: $P\bar{E}$ — определение значений параметров вентиляй и предохранителей по выражениям (13)–(15) при очередном опыте статистических испытаний; $I\bar{P}$ — расчет токов параллельно работающих в одной ветви предохранителей; $I\bar{B}$ — расчет токов параллельно работающих ветвей по выражениям (10), (11); $R\bar{P}$, $R\bar{B}$ — определение потерь мощности в предохранителях и вентилях; $T\bar{P}$, $T\bar{B}$ — определение температур предохранителей по выражению (6) и вентиляй по методике, описанной в [7]; $P\bar{P}$, $P\bar{B}$ — вычисление параметров предохранителей и вентиляй по методикам, описанным в п. 2 и 3; $\varepsilon\bar{P}$, $\varepsilon\bar{B}$ — определение точности расчета токораспределения в параллельных предохранителях и ветвях; $\varepsilon M1$ — определение точности расчета максимальных значений нагрузок при статистических испытаниях; $M\bar{Z}$ — расчет максимальных значений нагрузок по выражению (12). Программа, реализующая описанный алгоритм, разработана на языке ФОРТРАН.

Рассмотрим результаты расчета нагрузок элементов группы из пяти ветвей без делителей тока, входящих в состав одного из вариантов силового шкафа преобразователя системы возбуждения генератора АСТГ-800. В каждой ветви установлен тиристор Т353-800 и два параллельных предохранителя ПП57-3997 с номинальным током плавкой вставки 630 А. Значения отклонений активных сопротивлений и индуктивностей независимых контуров, включающих параллельные ветви, от их среднеарифметических значений, а также эквивалентных индуктивностей и активных сопротивлений ветвей приведены в табл. 1. Влияние магнитных полей сборных шин, по которым протекают токи соседних фаз, не учитываем.

Принимаем, что в предшествующем режиме ток силового шкафа 4125 А, а в аварийном режиме по исследуемой группе протекает ток возникшего

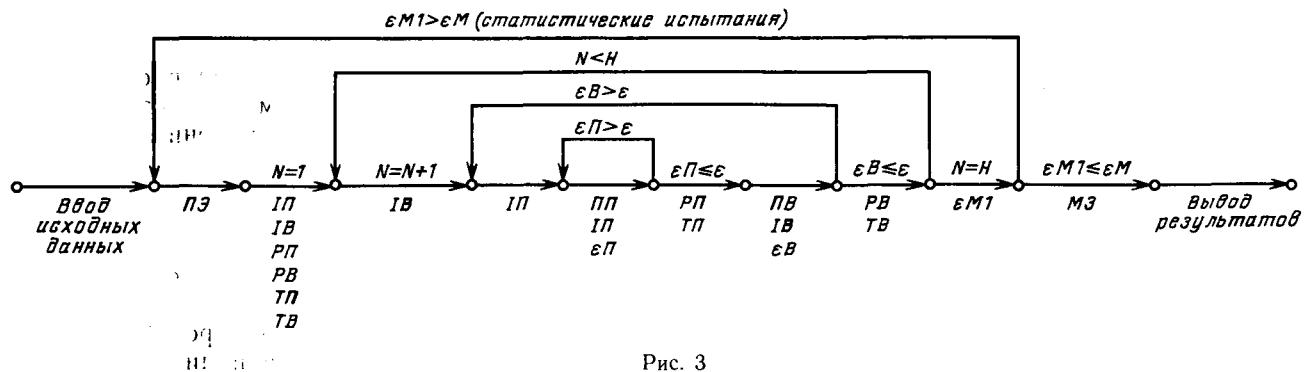


Рис. 3

Таблица 1

Параметр	Значения отклонений параметров в следующих ветвях				
	1-я	2-я	3-я	4-я	5-я
$\Delta r_w \cdot 10^{-5}$, Ом	0,032	-0,268	0,18	-0,195	0,252
$\Delta L_k \cdot 10^{-6}$, Гн	-0,2	-0,256	0,174	-0,061	0,342
$L_s \cdot 10^{-6}$, Гн	0,358	0,503	0,3	0,59	0,39
$r_s \cdot 10^{-5}$, Ом	1,31	1,31	1,31	1,31	1,31

в другой группе внутреннего к. з. преобразователя (действующее значение 60 кА), ограничиваемый предохранителями поврежденной ветви. При этом на преддуговом этапе форма кривой тока соответствует форме кривой тока к. з., а на дуговом (который начинается, когда джоулев интеграл тока достигнет интеграла плавления) принята прямолинейной с параметрами, найденными из условия равенства полного интеграла предохранителя каталожному значению.

Результаты расчета для одного из опытов приведены в табл. 2 (нагрузки тиристоров) и 3 (нагрузки предохранителей).

В результате проведения статистических испытаний (реализация полного цикла работы алгоритма) следует ожидать, что ТПС тиристоров будут максимальные и в конце импульса не превысят соответственно 126 и 121 °C, а максимальная температура предохранителя 175 °C. Поскольку ТПС вентилей в конце режима к. з. не превышает 125 °C, преобразователь после ликвидации к. з. может быть оставлен в работе.

В заключении заметим, что разработанные модели вентилей и предохранителей позволяют более точно, чем это принято сегодня, определять их температуры как при параллельном соединении, так и при одиночной работе.

Приложение. Любой параметр элемента, входящий в j -ю вентильную ветвь i -го силового шкафа преобразователя и параметр режима его работы, записывается в форме a_{ij} . В качестве интегральных параметров группы введены понятия среднеарифметических параметров:

для i -го силового шкафа

$$\bar{a}_i = \frac{1}{n_i} \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij}; \quad a_i = \frac{m}{n} \sum_{d=1}^m n_d a_{id};$$

всего преобразователя

$$\bar{a} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \bar{a}_i,$$

а также средневзвешенные значения этих параметров для всего преобразователя

$$\bar{\bar{a}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n n_i a_i.$$

Здесь a является идентификатором параметров i , U_0 , r , r_w , L_k , $r_w^{(x)}$, $r_w^{(y)}$, $L_w^{(x)}$, $L_w^{(y)}$, r_c , L_c , $L_c^{(x)}$, $L_c^{(y)}$, причем

$$U_{0ij} = \sum_{f=1}^p U_{0ifj} + \sum_{\eta=1}^{\mu} r_{nij\eta} \sum_{\eta=1}^{\mu} (U_{n0ij\eta} / r_{nij\eta});$$

$$r_{ij} = \sum_{f=1}^p r_{ifj} + 1 / \left(\sum_{\eta=1}^{\mu} 1 / r_{nij\eta} \right) + r_{dij};$$

$$r_{wij} = \sum_{e=1}^{n_i} r_{wije}; \quad L_{kij} = \sum_{e=1}^{n_i} L_{wije} + L_{dij};$$

$$L_{kij} = L_{wij} + L_{dij},$$

где U_{0ifj} , r_{ifj} — пороговое напряжение и динамическое сопротивление вентиля с номером f из числа p последовательных в ветви; $U_{n0ij\eta}$, $r_{nij\eta}$ — пороговое

Таблица 2

Интервал	Длительность, мс	Токи ветвей в конце интервала, кА					ТПС в конце интервала, °C				
		i_1	i_2	i_3	i_4	i_5	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5
1	1	0,98	1,11	0,6	0,91	0,49	75	80	75	78	77
2	1	3,8	4,08	2,58	3,47	2,14	78	84	77	82	78
3	1	7,91	8,41	5,92	7,39	5,16	91	99	84	94	84
4	0,16	8,67	9,21	6,55	8,12	5,76	94	102	86	96	85
5	2	4,57	4,89	5,49	5,23	5,91	103	114	105	112	104
6	2	2,11	2,29	3,02	2,66	3,46	101	101	106	111	106
7	1	0,9	0,96	1,77	1,39	2,21	99	99	103	108	104
8	1,14	0	0	0	0	0	98	98	102	106	103

Таблица 3

Интервал	Токи в конце интервала, кА									Температура в конце интервала, °C										
	i_{11}	i_{12}	i_{21}	i_{22}	i_{31}	i_{32}	i_{41}	i_{42}	i_{51}	i_{52}	T_{11}	T_{12}	T_{21}	T_{22}	T_{31}	T_{32}	T_{41}	T_{42}	T_{51}	T_{52}
1	0,49	0,49	0,57	0,54	0,29	0,31	0,47	0,44	0,25	0,24	77	78	86	85	80	79	84	86	85	85
2	1,92	1,88	2,07	2,01	1,28	1,3	1,80	1,67	1,08	1,06	79	79	87	86	81	80	85	87	86	86
3	4,00	3,91	4,27	4,14	2,94	2,98	3,83	3,56	2,60	2,56	87	86	97	96	87	87	94	95	94	93
4	4,38	4,29	4,69	4,52	3,35	3,30	4,20	3,92	2,90	2,86	91	89	102	99	89	89	99	99	97	96
5	2,36	2,21	2,49	2,40	2,72	2,77	2,71	2,52	2,98	2,93	123	120	141	137	103	105	124	122	124	123
6	1,07	1,04	1,16	1,13	1,5	1,52	1,38	1,28	1,76	1,72	130	126	150	146	112	115	136	133	134	132
7	0,46	0,44	0,49	0,47	0,88	0,89	0,72	0,67	1,12	1,09	131	127	152	147	113	117	137	134	136	134
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	132	128	153	148	115	119	137	135	137	135

напряжение и динамическое сопротивление предохранителя с номером η из числа μ параллельных ветвей; $r_{\text{ши}e}, L_{\text{ши}e}, r_{\text{ши}j}^x, L_{\text{ши}j}^x, r_{\text{ши}j}^y, L_{\text{ши}j}^y$ — собственные и взаимные активные сопротивления и индуктивности участков шин, объединяющих вентильные ветви в группу, по которым протекают токи ветви e , фаз x и y ; L_{ij} — индуктивность делителя ветви с номером ij ; $r_{cid}, L_{cid}, L_{cid}^x, L_{cid}^y$ — собственные и взаимные активные сопротивления и индуктивности (с учетом соседних фаз x и y) участков шин, объединяющих силовые шкафы на параллельную работу по которым протекают токи i -го и d -го шкафа.

Для отклонений параметров элементов и токов от среднеарифметических и средневзвешенных значений введены обозначения:

$$\Delta a_{ij} = a_{ij} - \bar{a}; \quad \Delta \bar{a}_i = \bar{a}_i - \bar{\bar{a}};$$

$$\delta a_i = a_i - \bar{\bar{a}}; \quad \delta a_i = a_i - \bar{a},$$

при этом справедливо

$$a_{ij} = \bar{a} + \Delta \bar{a}_i + \Delta a_{ij}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Гольдштейн М. Е. Параметры и допустимые нагрузки схем с групповым соединением вентилей.— Электричество, 1977, № 3.

[28.09.90]

УДК 62-83:531.3

Быстродействие динамических электромеханических систем стабилизации скорости с ограниченным числом измеряемых координат

БУРГИН Б. Ш., доктор техн. наук

Новосибирск

Для ДЭМС стабилизации скорости с ограниченным числом измеряемых координат предлагается использовать комбинированный регулятор, синтезируемый методом модального управления [1—5].

Расширение возможностей синтеза опирается на непрерывную последовательность вариантов распределения корней характеристического уравнения ДЭМС стабилизации скорости [2—6].

При использовании во внешнем контуре регулирования ПИ-регулятора с передаточной функцией

$$G_{\text{неп}}(p) = \frac{K_E}{\gamma_0 K_1} \frac{1 + T_1 p}{T_2 p}$$

или И-регулятора (при $T_1=0$) и преобразователя с передаточной функцией

$$G_{\text{н}}(p) = \frac{K_1}{1 + T_1 p},$$

2. Гольдштейн М. Е., Сенигов П. Н. Математическая модель группы синфазно работающих вентилей многофазного преобразователя.— Электричество, 1984, № 2.

3. Кузьмин В. А., Мнацаканов Т. Т. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых приборов в области больших плотностей тока.— Электротехника, 1984, № 3.

4. Григорьев А. М., Синегуб Г. А., Шпер В. А. Исследование надежности силовых тиристоров при многократном воздействии ударного тока.— Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. Актуальные проблемы и задачи.— М.: Энергоатомиздат, 1983.

5. Пистолов В. В. О математической модели группы параллельных вентилей в аномальных режимах преобразователей.— В кн.: Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий.— Челябинск: Челябинский политехнич. ин-т, 1986.

6. Гольдштейн М. Е. Функциональная модель тиристора.— В кн.: Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий.— Челябинск: Челябинский политехнич. ин-т, 1988.

7. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов.— М.: Энергия, 1977.

8. Намитоков К. К., Хмельницкий Р. С., Аникеева К. Н. Плавкие предохранители.— М.: Энергия, 1979.

9. Исаев И. П., Иньков Ю. М., Матюшин В. А. Теоретико-вероятностные принципы расчетных вентильных преобразователей электрической энергии.— Электричество, 1976, № 2.

где K_1 учитывает и коэффициент передачи П-регулятора — второй ступени комбинированного регулятора, в соответствии со структурной схемой рис. 1, передаточная функция ДЭМС стабилизации скорости:

$$\frac{\Delta \omega_2(p_*)}{\Delta U_3(p_*)} = \frac{B^2 v^2}{\gamma_0 \tau_2 \tau_\mu \tau_T} \times \frac{1 + \tau_1 p_*}{p_*^6 + A_1 \Omega_0 p_*^5 + A_2 \Omega_0^2 p_*^4 + A_3 \Omega_0^3 p_*^3 + A_4 \Omega_0^4 p_*^2 + A_5 \Omega_0^5 p_* + \Omega_0^6}. \quad (1)$$

Если используется безынерционный преобразователь, то

$$\frac{\Delta \omega_2(p_*)}{\Delta U_3(p_*)} = \frac{B^2 v^2}{\gamma_0 \tau_2 \tau_T} \times \frac{1 + \tau_1 p_*}{p_*^5 + A_1 \Omega_0 p_*^4 + A_2 \Omega_0^2 p_*^3 + A_3 \Omega_0^3 p_*^2 + A_4 \Omega_0^4 p_* + \Omega_0^5}. \quad (2)$$

Здесь

$$B = \frac{(J_1 + J_2)r}{K_E K_M}; \quad v = \sqrt{C \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2}}; \quad \tau_1 = T_1/B; \\ \tau_2 = T_2/B; \quad \tau_\mu = T_\mu/B; \quad \tau_T = T/B; \quad p_* = Bp; \\ \tau = t/B.$$

Значения коэффициентов A_i , полностью определяющих форму переходного процесса при $\tau_1=0$ и нулевых начальных условиях, и среднегеометрического корня Ω_0 , определяющего быстродействие системы, связаны с параметрами синтезируемой ДЭМС системой уравнений параметров (см. приложение 1).

На рис. 1 условно показаны обратные связи по всем регулируемым координатам ДЭМС, хотя для реализации предлагаются комбинации сигналов при ограничении числа измеряемых координат $\omega_1, \omega_2; \omega_1, \omega_2, I_1; \omega_1, \frac{d\omega_1}{dt}, I_1$.

В некоторых случаях ограничение числа измеряемых координат может накладывать ограничения на синтез ДЭМС стабилизации скорости, например, в варианте с инерционным преобразователем и с обратными связями по ω_1 , $\frac{d\omega_1}{dt}$, I_1 [3].

Ниже рассматриваются передаточные функции (1) и (2) при $\tau_1=0$, т. е. при применении И-регулятора в составе комбинированного регулятора ДЭМС. Из системы уравнений параметров, совместность которой должна быть обеспечена, следует, что значение среднегеометрического корня Ω_0 , определяющего быстродействие, жестко связано с параметрами объекта и с коэффициентом A_1 .

При $\tau_\mu > 0$ для системы шестого порядка

$$\Omega_0 = \frac{1}{A_1} \left(\frac{1}{\tau_\mu} + \frac{1}{\tau_T} \right). \quad (3)$$

При $\tau_\mu = 0$, для системы пятого порядка и для варианта $l_3 = l_5 = 0$:

$$\Omega_0 = \frac{1}{A_1 \tau_T} . \quad (4)$$

Столь жесткое ограничение на выбор Ω_0 может быть снято, если учесть возможность вариации

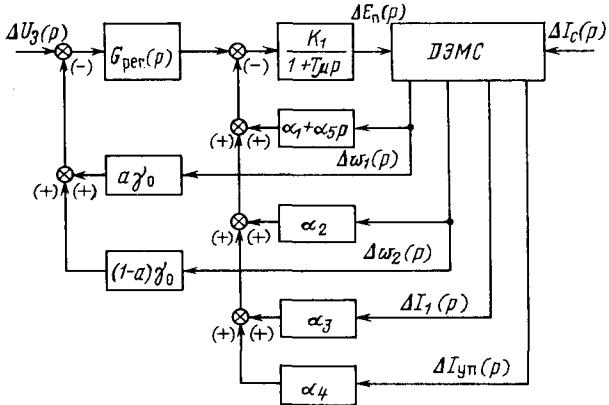


Рис. 1. Структурная схема ДЭМС стабилизации скорости с комбинированным регулятором

коэффициента A_1 без существенного изменения качества переходного процесса, соответствующего передаточным функциям (1) и (2) при $\tau_1=0$.

В [7] приведены допустимые, с точки зрения авторов этой работы, вариации коэффициентов A_i для некоторых вариантов распределения корней характеристического уравнения. Так, например, для варианта биномиального распределения корней характеристического уравнения шестого порядка при фиксированных значениях A_2, A_3, A_4 и A_5 допускается изменение A_1 от $0,25A_1=1,5$ до $2A_1=12$, а для уравнения пятого порядка при фиксированных значениях A_2, A_3 и A_4 , допускается изменение A_1 от $0,3A_1=1,5$ до $2,5A_1=12,5$, но количественная оценка изменений формы переходных процессов при вариации A_1 отсутствует.

В [8] перегулирование и колебательность для систем выше третьего порядка связывается только с тремя параметрами, зависящими от коэффициентов характеристического уравнения, при выполнении сформулированных в работе достаточных условий устойчивости.

В приложении 2 показано, что для системы шестого порядка упомянутые три параметра не зависят от A_1 , т. е. при определенных из достаточного условия устойчивости границах значения A_1 форма переходного процесса будет мало отличаться от соответствующей коэффициенту A_1 исходного варианта распределения корней характеристического уравнения.

Таким образом, с одной стороны, имеется рекомендация о допустимости достаточно широкого диапазона значений A_1 для некоторых вариантов распределения корней характеристического уравнения, но без количественной оценки изменений показателей переходного процесса [7], а с другой стороны — сравнительно узкий диапазон значений A_1 , учитывающий достаточные условия устойчивости и гарантирующий перерегулирование и колебательность в границах, соответствующих оценке системы с исходным стандартным вариантом распределения корней [8]. Поэтому для получения более определенных количественных оценок при вариации A_1 , с допущением несущественных изменений перерегулирования и колебательности, по сравнению с соответствующим исходным вариантом расположения корней, проведено цифровое моделирование.

Для начальной оценки возможного диапазона значений A_1 определим необходимые и достаточные условия устойчивости для рассматриваемых пяти стандартных вариантов распределения корней характеристического уравнения шестого и пятого порядков (см. приложение 3).

На рис. 2 и 3 точки, соответствующие граничным, по необходимым и достаточным условиям устойчивости, значениям A_1 для рассматриваемых пяти стандартных вариантов распределения корней характеристического уравнения условно соединены отрезками прямых линий между соседними стандартными вариантами. Форма полученных границ устойчивости позволяет проще оценить диапазон возможных значений A_{1*} , в котором изменение A_{1*} , при фиксированных значениях других коэффициентов A_i , не вызывает существенного

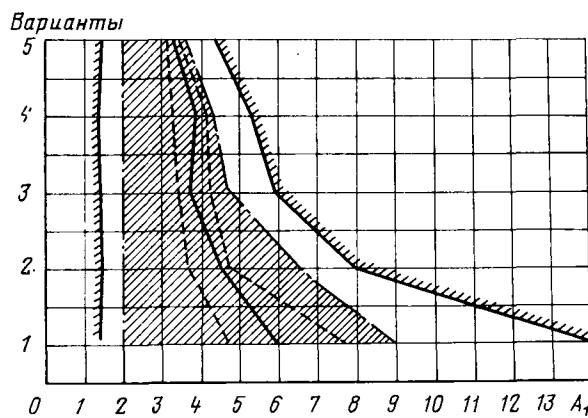


Рис. 2. Значение коэффициента A_1 характеристического уравнения шестого порядка:
 1 — биномиальное распределение; 2 — кратные комплексные корни;
 3 — «оптимальный случай»; 4 — распределение по
 Баттерворту, 5 — минимум $\int_0^\infty t/e(t)/dt$

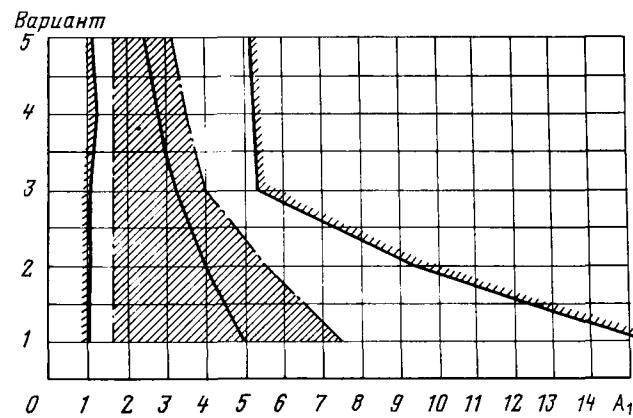


Рис. 3. Значение коэффициента A_1 характеристического уравнения пятого порядка:
 1 — биномиальное распределение; 2 — кратные комплексные корни; 3 — распределение по Баттерворту; 4 — минимум
 $\int_0^\infty t/e(t)/dt$; 5 — «оптимальный случай»

изменения качества переходных процессов, определяемых передаточными функциями (1) и (2) при $\tau_1=0$.

Выбор диапазона возможных значений A_{1*} для исходного биномиального распределения корней определен условием приближения к переходному процессу без перерегулирования. Цифровое моделирование системы шестого порядка при исходном биномиальном распределении корней показало, что изменению A_{1*} от 2 до 9 соответствуют переходные процессы с перерегулированием $\sigma \leq 0,001$. Для уравнения пятого порядка при исходном биномиальном распределении корней можно рекомендовать изменение A_{1*} от $A_{1*}=1,7$ до $A_{1*}=7,5$, чему будут соответствовать переходные процессы с перерегулированием $\sigma < 0,005$, т. е. тоже пренебрежимо малого значения.

Для других вариантов распределения корней характеристического уравнения в результате цифрового моделирования определены диапазоны значений A_{1*} , которые можно рекомендовать, исходя из практически достаточной близости качества переходных процессов к соответствующему исходному значению A_1 .

В табл. 1 приведены значения A_{1*} и соответствующие этим значениям величины перерегулирования — для всех исходных стандартных вариантов распределения корней характеристического уравнения систем шестого и пятого порядков.

На рис. 2 и 3 зона рекомендуемых значений A_{1*} показана заштрихованной; пунктиром выделена зона, в которой обеспечены достаточные условия устойчивости системы шестого порядка [8].

Графическая иллюстрация формы переходных процессов при рекомендуемых граничных значениях A_{1*} и исходном значении A_1 для четырех вариантов распределения корней системы шестого порядка приведена на рис. 4.

Соответствующим рекомендуемым значениям A_{1*}

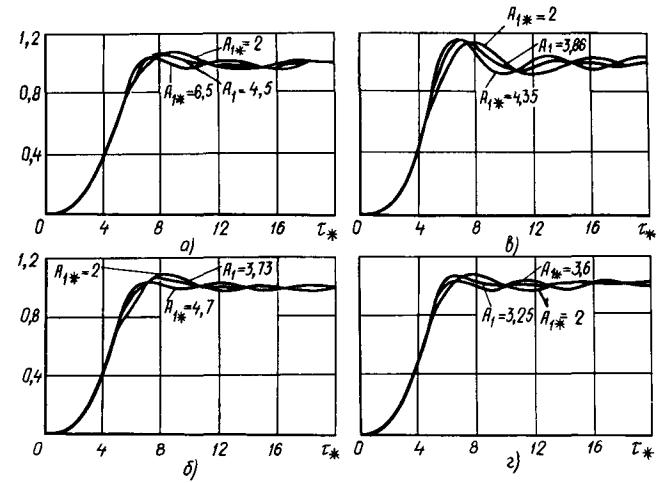


Рис. 4. Переходные функции для системы шестого порядка при вариации коэффициента A_1 :
 а — кратные комплексные корни; б — «оптимальный случай»;
 в — распределение по Баттерворту; г — минимум $\int_0^\infty t/e(t)/dt$

формулы (3) и (4) будут иметь вид:

$$\Omega_0 = \frac{1}{A_{1*}} \left(\frac{1}{\tau_u} + \frac{1}{\tau_T} \right), \quad (5)$$

$$\Omega_0 = \frac{1}{A_{1*} \cdot \tau_T}. \quad (6)$$

С точки зрения обеспечения минимального значения перерегулирования момента в упругом звене ДЭМС стабилизации скорости при скачке момента нагрузки наиболее благоприятно во всех случаях и при любых параметрах объекта — именно биномиальное распределение корней характеристического уравнения [9], причем введенный в [9] обобщенный параметр ДЭМС стабилизации

Вариант распределения корней	Исходное значение					
	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	$\sigma, \%$
Биномиальное распределение	6/5	15/10	20/10	15/5	6/—	—/—
Кратные комплексные корни «Оптимальный случай»	4,5/4,0 3,73/2,5	9,25/7,25 8/5,3	12,375/7,25 10,3/5,46	9,25/4,0 8,56/3,64	4,5/— 4,18/—	5,3/1,8 5,0/—
Распределение по Баттерворту	3,86/3,24	7,46/5,24	9,13/5,24	7,46/3,24	3,86/—	14,2/12,4
Минимум $\int_0^\infty t e(t) dt$	3,25/2,8	6,6/5,0	8,6/5,5	7,45/3,4	3,95/—	4,8/2,1

Примечание. В числителе приведены значения для системы шестого порядка, а в знаменателе — пятого порядка.

скорости

$$M = qB^2v^2/\Omega_0^2 \quad (7)$$

позволяет связать выбор быстродействия синтезированной ДЭМС с реакцией на приложение возмущающего воздействия.

На рис. 5 показана зависимость $\max i_{\text{up}}^*$ при скачке возмущения $i_c^* = 1,0$ от M при исходном биномиальном распределении и для различных значений A_{1*} системы пятого порядка.

Таким образом, приведенные рекомендации по диапазону возможных значений A_{1*} ДЭМС стабилизации скорости с инерционным и безынерционным преобразователем позволяют расширить выбор быстродействия ДЭМС с ограниченным числом измеряемых координат.

Приложение 1. При $\tau_\mu > 0$ система уравнений параметров:

$$\left. \begin{array}{l} 1. A_1\Omega_0 = 1/\tau_\mu + 1/\tau_T; \\ 2. A_2\Omega_0^2 = B^2v^2 + \frac{1}{q\tau_T} + \frac{1+l_3+l_5/q}{\tau_\mu\tau_T}; \\ 3. A_3\Omega_0^3 = B^2v^2(1/\tau_\mu + 1/\tau_T) + \frac{1+l_1+\alpha\tau_1/\tau_2}{q\tau_\mu\tau_T}; \\ 4. A_4\Omega_0^4 = \frac{B^2v^2}{\tau_\mu\tau_T} \times \end{array} \right\} \quad (\text{П1-1})$$

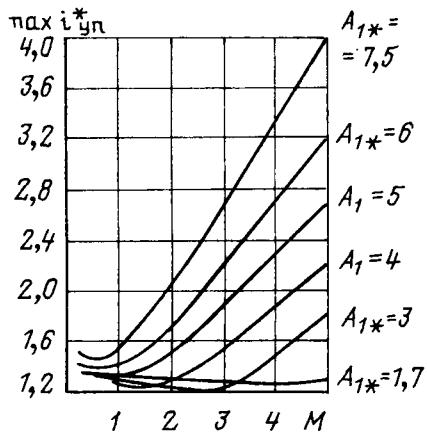


Рис. 5. Зависимость $\max i_{\text{up}}^*$ при скачке $i_c^* = 1,0$ от M при вариации A_{1*} . (исходное распределение корней характеристического уравнения пятого порядка — биномиальное) $i_{\text{up}}^* = \Delta I_{\text{up}}/I_{\text{к.з.}}$

$$i_c^* = \Delta I_c/I_{\text{к.з.}}$$

$$\times [1 + \tau_\mu + l_3 + l_4(1 - q) + l_5] + \frac{a}{q\tau_2\tau_\mu\tau_T};$$

$$5. A_5\Omega_0^5 = \frac{B^2v^2}{\tau_\mu\tau_T}(1 + l_1 + l_2 + \tau_1/\tau_2);$$

$$6. \Omega_0^6 = \frac{B^2v^2}{\tau_2\tau_\mu\tau_T}.$$

При $\tau_\mu = 0$ система уравнений параметров:

$$1. A_1\Omega_0 = \frac{1+l_3+l_5/q}{\tau_T};$$

$$2. A_2\Omega_0^2 = B^2v^2 + \frac{1+l_1+\alpha\tau_1/\tau_2}{q\tau_T};$$

$$3. A_3\Omega_0^3 = \frac{B^2v^2}{\tau_T} \times$$

$$\times [1 + l_3 + l_4(1 - q) + l_5] + \frac{a}{q\tau_2\tau_T};$$

$$4. A_4\Omega_0^4 = \frac{B^2v^2}{\tau_T}(1 + l_1 + l_2 + \tau_1/\tau_2);$$

$$5. \Omega_0^5 = \frac{B^2v^2}{\tau_2\tau_T}.$$

Здесь

$$q = \frac{J_1}{J_1 + J_2}; \quad l_1 = \alpha_1 K_1 / K_E; \quad l_2 = \alpha_2 K_1 / K_E;$$

$$l_3 = \alpha_3 K_1 / r; \quad l_4 = \alpha_4 K_1 / r; \quad l_5 = \frac{\alpha_5 K_1}{K_E B}.$$

Синтез ДЭМС стабилизации скорости с различными комбинациями сигналов обратных связей и с инерционным преобразователем рассмотрен в [2, 3, 4], а с безынерционным преобразователем — в [1, 5].

Значения коэффициентов A_i стандартной формы для непрерывной последовательности вариантов распределения корней характеристического уравнения шестого и пятого порядков, а также нормированные переходные процессы для стандартных вариантов при $\tau_1 = 0$ приведены в [6].

Приложение 2. В [8] предлагается для характеристического полинома

$$F(x) = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0$$

Таблица 1

Рекомендуемое значение			
$A_{1* min}$	$\sigma, \%$	$A_{1* max}$	$\sigma, \%$
2/1,7	<0,1/<0,5	9/7,5	0,1/<0,4
2/1,7	8,4/4,2	6,5/5,5	4,0/3,0
2/1,7	8,5/1,7	4,7/3,2	4,1/1,5
2/1,7	14,6/9,5	4,35/4,0	15,9/18,7
2/1,7	8,2/1,7	3,6/3,2	5,9/1,5

определить совокупность параметров

$$\delta_i = \frac{a_i^2}{a_{i-1}a_{i+1}}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1,$$

и по четырем параметрам

$$\delta_1 = \frac{a_1^2}{a_0a_2}; \quad \delta_2 = \frac{a_2^2}{a_1a_3}; \quad \delta_3 = \frac{a_3^2}{a_2a_4}; \quad z^* = a_1/a_0$$

судить о показателях качества системы любого порядка $n \geq 4$; при этом система должна удовлетворять достаточным условиям устойчивости. Для системы порядка $n \geq 5$ эти достаточные условия заключаются в выполнении неравенств

$$\delta_i > 1,465, \quad i = 1, 2, \dots, n-1.$$

Параметры δ_1, δ_2 и δ_3 определяют только форму переходных процессов (перерегулирование и колебательность), а быстродействие определяется параметром z^* . На основе $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ и z^* в [8] составлена объединенная номограмма показателей качества.

Для системы шестого порядка при $\tau_1 = 0$ и в соответствии с принятой формой записи (1):

$$\delta_1 = A_5^2 A_4; \quad \delta_2 = \frac{A_4^2}{A_3 A_5}; \quad \delta_3 = \frac{A_3^2}{A_2 A_4}; \quad z^* = A_5 / \Omega_0, \quad (\text{П2-1})$$

из чего следует, что определяющие перерегулирование и колебательность системы параметры δ_1, δ_2 и δ_3 зависят только от коэффициентов A_2, A_3, A_4, A_5 и не зависят от A_1 .

Допустимые по достаточному условию устойчивости значения $A_{1\min}$ и $A_{1\max}$ найдем из соотношений

$$\delta_4 = \frac{A_2^2}{A_3 A_{1\max}} > 1,465; \quad \delta_5 = \frac{A_{1\min}^2}{A_2} > 1,465, \quad (\text{П2-2})$$

или

$$A_{1\max} < \frac{A_2^2}{1,465 A_3} = 0,683 \frac{A_2^2}{A_3}$$

и

$$A_{1\min} > \sqrt{1,465 A_2} = 1,21 \sqrt{A_2}.$$

При вариации A_1

$$A_{1\min} < A_1 < A_{1\max}$$

гарантируется, что перерегулирование и колебательность выходной координаты (ω_2 — в нашем случае) соответствуют определенным по объединенной номограмме показателям качества [8] для параметров δ_1, δ_2 и δ_3 , не зависящим от A_1 .

Значения $A_{1\max}$ и $A_{1\min}$ приведены в табл. 2.

Приложение 3. Допустимые значения A_{1*} по необходимому и достаточному условиям устойчивости системы шестого порядка при фиксированных значениях A_2, A_3, A_4, A_5 получим, проведя D -разбиение по параметру A_{1*} характеристического уравнения

$$p_{**}^6 + A_{1*} p_{**}^5 + A_2 p_{**}^4 + A_3 p_{**}^3 + A_4 p_{**}^2 + A_5 p_{**} + 1 = 0, \quad (\text{П3-1})$$

где

$$p_{**} = p_* / \Omega_0 = B / \Omega_0 p; \quad \tau_* = \Omega_0 \tau = \frac{\Omega_0}{B} t;$$

$$A_{1*} = \frac{1}{\omega^2} (A_3 - A_5 / \omega^2) + \frac{j}{\omega^3} (\omega^6 - A_2 \omega^4 + A_4 \omega^2 - 1). \quad (\text{П3-2})$$

Таблица 2

Вариант распределения корней	Достаточные условия устойчивости	
Биномиальное распределение	4,69	7,68
Кратные комплексные корни	3,68	4,72
Так называемый «оптимальный случай»	3,42	4,24
Распределение по Баттерворту	3,30	4,16
Минимум	3,11	3,46

Для получения вещественных значений A_{1*} необходимо

$$\omega^6 - A_2 \omega^4 + A_4 \omega^2 - 1 = 0. \quad (\text{П3-3})$$

Корни этого уравнения $(\omega^2)_j, j = 1, 2, 3$ определяют вещественные значения A_{1*j}

$$A_{1*j} = \frac{1}{(\omega^2)_j} \left[A_3 - \frac{A_5}{(\omega^2)_j} \right]. \quad (\text{П3-4})$$

Область допустимых значений A_{1*} по необходимым и достаточным условиям устойчивости определяется на отрезке, включающем значение A_1 исходного варианта системы шестого порядка. Результаты расчета приведены в таблице 3.

Допустимые значения A_{1*} по необходимому и достаточному условиям устойчивости системы 5-го порядка при фиксированных значениях A_2, A_3, A_4 получим, проведя D -разбиение по параметру A_{1*} характеристического уравнения

$$p_{**}^5 + A_{1*} p_{**}^4 + A_2 p_{**}^3 + A_3 p_{**}^2 + A_4 p_{**} + 1 = 0, \quad (\text{П3-5})$$

где

$$p_{**} = p_* / \Omega_0 = \frac{B}{\Omega_0} p; \quad \tau_* = \Omega_0 \tau = \frac{\Omega_0}{B} t.$$

$$A_{1*} = \frac{1}{\omega^2} (A_3 - 1 / \omega^2) - \frac{j}{\omega^3} (\omega^4 - A_2 \omega^2 + A_4). \quad (\text{П3-6})$$

Таблица 3

Вариант распределения корней (ПЗ-1)	Корни уравнения (ПЗ-3)			Необходимые условия устойчивости	
	$(\omega^2)_1$	$(\omega^2)_2$	$(\omega^2)_3$	$A_{1\min}$	$A_{1\max}$
Биномиальное распределение	1,0	13,928	0,0718	1,405	14
Кратные комплексные корни	1,0 1,11	8,127 6,755	0,123 0,135	1,455 1,433	7,875 5,887
«Оптимальный случай»					
Распределение по Баттерворту	1,0	6,301	0,159	1,352	5,27
Минимум $\int_0^\infty e(t) dt$	1,24	5,206	0,154	1,506	4,376

Для получения вещественных значений A_{1*} необходимо

$$\omega^4 - A_2\omega^2 + A_4 = 0. \quad (\text{ПЗ-7})$$

Корни этого уравнения $(\omega^2)_j$, $j = 1, 2$ определяют вещественные значения A_{1*j} :

$$A_{1*j} = \frac{1}{(\omega^2)_j} \left[A_3 - \frac{1}{(\omega^2)_j} \right]. \quad (\text{ПЗ-8})$$

Область допустимых значений A_{1*} по необходимым и достаточным условиям устойчивости определяется на отрезке, включающем значение A_1 исходного варианта системы пятого порядка. Результаты расчета приведены в таблице 4.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бургин Б. Ш. Комбинированный регулятор для ДЭМС стабилизации скорости.— В кн.: Автоматизированные электромеханические системы.— Новосибирск: НЭТИ, 1979.
- Бургин Б. Ш. ДЭМС стабилизации скорости с комбинированным регулятором и инерционным преобразователем.— В кн.: Автоматизация электромеханических систем.— Новосибирск: НЭТИ, 1983.

Таблица 4

Вариант распределения корней (ПЗ-5)	Корни уравнения (ПЗ-7)		Необходимые условия устойчивости	
	$(\omega^2)_1$	$(\omega^2)_2$	$A_{1\min}$	$A_{1\max}$
Биномиальное распределение	9,472	0,528	1,045	15,35
Кратные комплексные корни	6,648	0,602	1,068	9,28
Распределение по Баттерворту	4,524	0,716	1,109	5,37
Минимум $\int_0^\infty e(t) dt$	4,188	0,812	1,256	5,26
«Оптимальный случай»	4,489	0,811	1,167	5,21

3. Бургин Б. Ш. Вариант ДЭМС стабилизации скорости с комбинированным регулятором и инерционным преобразователем.— В кн.: Электрооборудование объектов водного транспорта.— Новосибирск: НИИВТ, 1985.

4. Бургин Б. Ш., Хорошавин В. П. Синтез ДЭМС при ограниченном числе измеряемых координат.— В кн.: Автоматизированный электропривод / Под общей редакцией Н. Ф. Ильинского, М. Г. Юнькова.— М.: Энергоатомиздат, 1986.

5. Бургин Б. Ш. Вариант ДЭМС стабилизации скорости с комбинированным регулятором.— В кн.: Автоматизированный электропривод.— Новосибирск: НЭТИ, 1988.

6. Бургин Б. Ш. Сравнительные возможности методов стандартных коэффициентов для синтеза линейных систем.— В кн.: Автоматизированные электромеханические системы.— Новосибирск: НЭТИ, 1985.

7. Яворский В. Н., Макшанов В. И., Ермолин В. П. Проектирование нелинейных следящих систем с тиристорным управлением исполнительным двигателем.— Л.: Энергия, 1978.

8. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами. Инженерные методы анализа и синтеза / Б. Н. Петров, Н. И. Соколов, А. В. Липатов и др.— М.: Машиностроение, 1986.

9. Бургин Б. Ш. Особенности динамики ДЭМС стабилизации скорости с комбинированным регулятором.— В кн.: Электрооборудование и автоматизация судов и береговых сооружений.— Новосибирск: НИИВТ, 1988.

[19.03.91]

УДК 538.652

Анализ угловых магнитострикционных устройств

МИХАЙЛОВ О. П., доктор техн. наук

Линейные магнитострикционные устройства (МСУ) применяются в технике уже достаточно давно и не только для осуществления линейных, но и угловых перемещений. В этом случае линейный магнитостриктор воздействует на рабочий орган на некотором плече от его оси и создает момент, вызывающий поворот всего устройства на небольшой угол. Так, в частности, устроены крутильные вибраторы, применяемые для сварки, электромеханические фильтры, линии задержки и т. п. В прецизионном ма-

шиностроении и измерительной технике также возникают задачи, когда необходимо реализовать малые угловые перемещения.

Однако преобразование линейной магнитострикции (МС) в угловую значительно усложняет конструкцию всего МСУ. Особенно сложно выполнить узел соединения линейного магнитостриктора с поворотной частью установки. Значительно целесообразнее использовать для создания угловых МСУ особый эффект угловой или крутильной МС.

Следует отметить, что эффект угловой МС очень редко применяется в технике вообще. Имеется лишь несколько публикаций, описывающих реализацию на этом принципе запоминающих устройств. В отличие от линейной угловой МС мало изучена и с физической точки зрения. Вместе с тем использование этого явления позволяет построить весьма эффективные исполнительные устройства для отработки угловых перемещений.

В данной работе сделана попытка разработки инженерной методики расчета угловых МСУ. Рассматриваются специфические свойства угловых магнитострикторов, на основе аппроксимации угловой характеристики строится аналитическая методика расчета, описываются типовые погрешности угловых МСУ.

Эффект угловой магнитострикции. Магнитострикционное кручение было впервые открыто и описано Видеманом в 1840 г. Это явление можно рассматривать как разновидность линейной МС, при которой в стержне создается не только продольное, но и циркулярное магнитное поле. Схема эффекта Видемана представлена на рис. 1, а. Магнитострикционный стержень помещается в продольное поле напряженностью H и круговое (циркулярное) поле напряженностью H_c . В результате сечение стержня 2 не только переместится относительно сечения 1 на величину Δl , но и повернется на некоторый небольшой угол φ . Значение угла φ зависит от длины стержня L , его радиуса R и является сложной функцией продольного и кругового поля.

Таким образом, в отличие от линейной угловой МС является функцией не одной, а двух переменных. Очевидно, что для угловой МС можно построить два семейства характеристик: кривые $\varphi(H)$ при $H_c = \text{const}$ и кривые $\varphi(H_c)$ при $H = \text{const}$. Из-за трудностей получения циркулярных полей значительной напряженности второе семейство характеристик получило меньшее распространение.

На рис. 1, б представлены экспериментальные кривые [1] угловой МС никеля в функции напряженности продольного поля $\varphi(H)$ при постоянном значении напряженности циркулярного поля $H_c = \text{const}$. Все эти кривые имеют нечетный характер, что чрезвычайно важно для практического использования этого явления. Все кривые при $H=0, H_c=0$ проходят через нуль и имеют максимум при некотором $H=H_m$, которое увеличивается при увеличении напряженности циркулярного поля H_c . При дальнейшем увеличении напряженности продольного поля кривая $\varphi(H)$ для никеля, альфера и кобальтовых сплавов монотонно стремится к нулю, а для железа и углеродистой стали пересекает ось H и достигает нуля после прохождения небольшого отрицательного максимума. Как и в случае линейной МС при одном и том же направлении комбинированного поля и не слишком большом значении его напряженности направление угловой МС никеля и кобальта противоположно по знаку МС железа, альфера и углеродистой стали.

Теория угловой МС разработана в значитель-

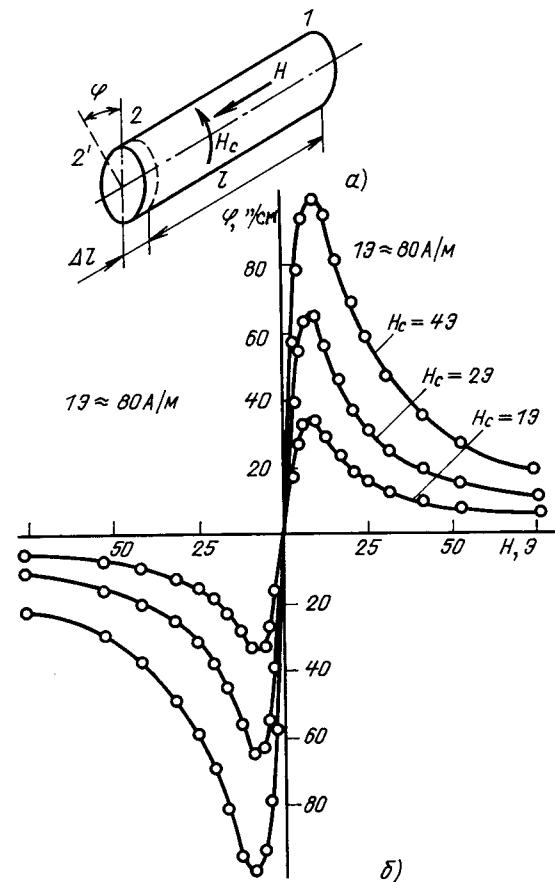


Рис. 1. К анализу эффекта Видемана (а) и экспериментальные зависимости угловой магнитострикции от напряженности продольного поля (б)

но меньшей степени, чем линейной. В ранних работах [1–3] встречаются попытки найти простые геометрические соотношения между линейной и угловой МС. Однако удовлетворительные результаты были получены только после того, как рядом авторов (например [4]) был рассмотрен эффект угловой МС на основании тензорных соотношений магнитоупругости. Наиболее полно этот вопрос разработан в [5], где получена формула угловой МС ферромагнитного стержня в виде

$$\varphi_L = \frac{2L}{\rho_0} [\lambda(H_\Sigma) - \lambda_t(H_\Sigma)] \frac{HH_c}{H_\Sigma^2}, \quad (1)$$

где φ_L — полный угол закручивания стержня; L, ρ_0 — длина и наружный радиус стержня; $H_\Sigma = \sqrt{H^2 + H_c^2}$ — напряженность суммарного поля; $\lambda(H_\Sigma)$ — продольная магнитострикция; $\lambda_t(H_\Sigma)$ — поперечная магнитострикция.

Для обычных ферромагнетиков в области технического намагничивания объемная МС пре-небрежимо мала, при этом $\lambda_t = -\frac{1}{2}\lambda$ и формула (1) может быть упрощена:

$$\varphi_L = \frac{3L}{\rho_0} \lambda(H_\Sigma) \frac{HH_c}{H_\Sigma}. \quad (2)$$

Результаты расчетов по этой формуле хорошо совпадают с экспериментальными данными, что и

позволяет использовать ее для последующего анализа. Величину угловой МС более удобно относить к единице длины стержня:

$$\varphi = \frac{\varphi_L}{L} = \frac{3}{\rho_0} \lambda(H_\Sigma) \frac{HH_c}{H_\Sigma^2} \text{ рад/см} \quad (3)$$

или

$$\varphi = \frac{0,619 \cdot 10^6}{\rho_0} \lambda(H_\Sigma) \frac{HH_c}{H_\Sigma^2} \text{ с/см.} \quad (4)$$

Из кривых на рис. 1, б следует, что максимальное значение угловой МС увеличивается при возрастании напряженности циркулярного поля, пока не достигнет насыщения φ_s .

Пусть суммарная напряженность H_Σ соответствует напряженности поля магнитострикционного насыщения $H_\Sigma = H_s$, тогда линейная МС становится постоянной и равной МС насыщения $\lambda(H_\Sigma) = \lambda_s$, а формула (3) преобразуется к виду

$$\varphi = \frac{3\lambda_s}{\rho_0} \frac{HH_c}{H^2 + H_c^2}. \quad (5)$$

Максимум (5) наступает при $H = H_c = \frac{H_s}{\sqrt{2}}$, откуда сразу получаем

$$\varphi_s = \frac{3}{2} \frac{\lambda_s}{\rho_0}. \quad (6)$$

В таблице приведены значения угловой МС насыщения для наиболее употребительных магнитострикционных материалов, определенные для стержня $L = 1$ см и $\rho_0 = 1$ см.

Все приведенные рассуждения справедливы для материалов с монотонной кривой МС, перечисленных в таблице. Кривая МС железа и стали в полях со средней напряженностью меняет знак (точка Виллари) и максимум угловой МС достигается при напряженностях, меньших $H_s/\sqrt{2}$, а выражения (5) и (6) теряют свой смысл.

Характеристики угловых магнитострикционных устройств. Рабочая характеристика углового МСУ представляет собой зависимость угла поворота от напряженности управляемого поля. В силу симметрии формул (1) — (4) относительно продольного и циркулярного полей выбор управляемого поля с теоретической точки зрения безразличен и может диктоваться только конструктивными соображениями. Обычно продольное поле создается обмоткой, имеющей большое число витков и следовательно меньший ток, что обеспечивает некоторое удобство управления. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать характеристики $\varphi(H)$, которые и назовем рабочими характеристиками углового магнитостриктора.

Из (3) следует, что рабочую характеристику можно представить в виде произведения:

$$\varphi = \frac{3}{\rho_0} \Lambda(H) \psi(H), \quad (7)$$

где функция $\Lambda(H)$ имеет такой же характер, как и $\lambda(H_\Sigma)$, т. е. представляет собой непрерывную монотонно возрастающую функцию.

Вторая функция

$$\psi(H) = \frac{H_c H}{H^2 + H_c^2} = \frac{1}{H/H_c + H_c/H} \quad (8)$$

имеет максимум $\psi = 0,5$ при $H = H_c$. При умножении $\psi(H, H_c)$ на $\Lambda(H)$ этот максимум сдвигается в точку $H = H_m > H_c$. Однако при этом характер кривой $\varphi(H)$ и $\psi(H, H_c)$ в целом совпадает.

Это позволяет заменить рабочую характеристику $\varphi(H)$ углового магнитостриктора одной кривой типа $\psi(H)$, но с дополнительными коэффициентами. Для этого необходимо произвести мультипликацию и последующее «растяжение» кривой по оси H :

$$\varphi(H) = K_1 \psi(K_2 H) = \frac{K_1}{\frac{H_c}{K_2 H} + K_2 H/H_c}. \quad (9)$$

Определим коэффициенты преобразования K_1 и K_2 таким образом, чтобы максимум кривой $\varphi = \varphi_m$ достигался при значении $H = H_m$. Дифференцируя (9), из условия экстремума найдем $H_c/K_2 = H_m$. Подставляя это значение в (9) и полагая для точки экстремума $\varphi = \varphi_m$ при $H = H_m$, получаем $K_1 = 2\varphi_m$.

Таким образом, окончательно имеем

$$\varphi = \frac{2\varphi_m}{H/H_m + H_m/H}. \quad (10)$$

Последнее выражение представляет собой функцию только одного переменного (напряженности продольного поля H) и имеет несомненные преимущества при практическом использовании. Для быстрой проверки соответствия экспериментальных данных формуле (10) можно произвести линеаризующее преобразование координат H^2 , H/φ . Действительно, из (10) следует

$$\varphi/\varphi_m = \frac{2HH_m}{H^2 + H_m^2} \quad (11)$$

или

$$H^2 = -H_m^2 + 2H\varphi_m \frac{H}{\varphi}, \quad (12)$$

что представляет собой уравнение прямой линии.

На рис. 2 представлены выпрямленные графики угловой МС по данным различных авторов, полученные для образцов различного диаметра и из различного материала. Расположение всех экспериментальных точек на прямых линиях подтверждает справедливость формулы (10).

В том случае, когда совпадение (10) с экспериментальными данными недостаточно, его можно скорректировать введением аддитивной или мультипликативной постоянной. Последнее предпочтительнее, поскольку не изменяет внешний вид формулы:

$$\varphi = \frac{2mHH_m}{H^2 + H_m^2} \varphi_m = 2m\varphi_m\psi(H, H_m). \quad (13)$$

Используя метод наименьших квадратов, найдем

$$m = \frac{\sum (\varphi/\varphi_m)_{\text{эксп}} \cdot 2\psi(H, H_m)}{\sum [2\psi(H, H_m)]^2}, \quad (14)$$

где $(\varphi/\varphi_m)_{изм}$ — данные эксперимента; коэффициент m очень близок к единице.

Для расчета реальных МСУ можно использовать только начальный участок характеристики до точки экстремума. Этот участок может быть заменен прямой линией. Для этого напишем (10) в относительных координатах:

$$\tilde{\varphi} = \frac{2\tilde{H}}{1+\tilde{H}^2}, \quad (15)$$

где $\tilde{\varphi} = \varphi/\varphi_m$ и $\tilde{H} = H/H_m$.

Будем искать линеаризирующую прямую в виде

$$\tilde{\varphi} = C_\varphi \tilde{H} \quad (16)$$

и определим коэффициент C_φ на основании теории равномерного (наилучшего) приближения.

Для этого потребуем, чтобы на интервале линеаризации $(0, \tilde{H}_1)$ выражение

$$\Delta\tilde{\varphi} = \max_{0 < \tilde{H} < \tilde{H}_1} \left| C_\varphi \tilde{H} - \frac{2\tilde{H}}{1+\tilde{H}^2} \right| \quad (17)$$

было минимально. Величина $\Delta\tilde{\varphi}$ представляет собой разность между ординатами линеаризующей прямой $C_\varphi \tilde{H}$ и функцией $\tilde{\varphi}(\tilde{H})$ и есть мера нелинейности кривой МС. Аналитическое решение задачи равномерного приближения в данном случае слишком сложно, и поэтому воспользуемся графоаналитическим методом. Максимальное отклонение $\Delta\tilde{\varphi}$ реализуется в двух точках:

на конце интервала $\tilde{H} = \tilde{H}_1$

$$\Delta\tilde{\varphi} = C_\varphi \tilde{H}_1 - \frac{2\tilde{H}_1}{1+\tilde{H}_1^2} \quad (18)$$

и в промежуточной точке $\tilde{H} = \tilde{H}_2$

$$\Delta\tilde{\varphi} = \frac{2\tilde{H}_2}{1+\tilde{H}_2^2} - C_\varphi \tilde{H}_2. \quad (19)$$

Для определения H_2 найдем производную от функции (19) по \tilde{H} и приравняем ее нулю:

$$\frac{d(\Delta\tilde{\varphi})}{d\tilde{H}} = 2 \frac{1-\tilde{H}_2^2}{(1+\tilde{H}_2^2)^2} - C_\varphi = 0,$$

откуда

$$\tilde{H}_2 = \tilde{H}_2(C_\varphi) = \sqrt{\frac{\sqrt{4C_\varphi+1}-(C_\varphi+1)}{C_\varphi}}. \quad (20)$$

Последнее уравнение позволяет при заданном значении C_φ найти по (19) максимальное отклонение $\Delta\varphi(C_\varphi)$ внутри интервала и тем самым определить ошибку линеаризации.

Приближение будет наилучшим, если отклонения в середине интервала и на конце его будут равны:

$$C_\varphi \tilde{H}_1 - \frac{2\tilde{H}_1}{1+\tilde{H}_1^2} = \Delta\varphi(C_\varphi). \quad (21)$$

Для определения величины интервала линеаризации H_1 , соответствующего наилучшему приближению по заданному C_φ , необходимо решить кубическое уравнение (21). Это решение удобно провести графическим методом, поскольку (21)

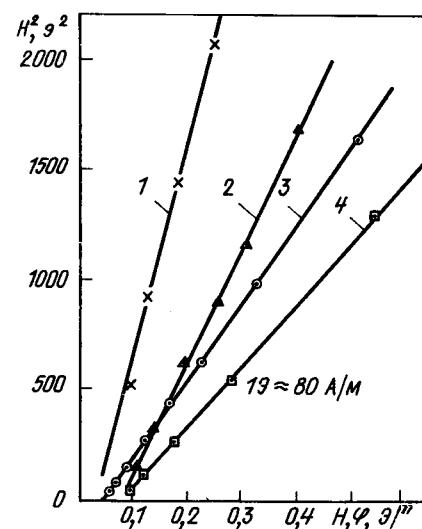


Рис. 2. Выпрямленные графики угловой магнитострикции:
1 — Williams [3], сталь, $d=1,6$ мм; 2 — Shirakawa [6—8], никель, $d=1$ мм; 3 — Pidgeon [1], никель, $d=1$ мм; 4 — McCorkle [11], никель, $d=1,25$ мм

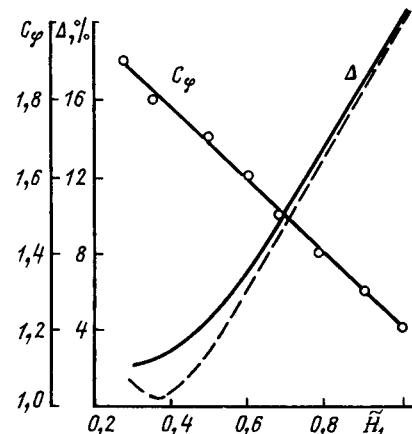


Рис. 3. Теоретические и экспериментальные значения коэффициента линеаризации C_φ и ошибки линеаризации Δ

можно представить в виде

$$C_\varphi \tilde{H} - \Delta\varphi(C_\varphi) = \frac{2\tilde{H}}{1+\tilde{H}^2} = \tilde{\varphi}(\tilde{H}). \quad (22)$$

Таким образом, корни уравнения (21) $\tilde{H}=\tilde{H}_1$ есть точки пересечения кривой $\tilde{\varphi}(\tilde{H})$, определяемой по (15), и семейства прямых, параллельных линеаризующим прямым $C_\varphi \tilde{H}$ и отстоящим от них на $\Delta\varphi$.

Расчеты позволили построить графики зависимостей коэффициентов C_φ и соответствующих отклонений $\Delta\varphi$ от величины интервала линеаризации \tilde{H}_1 (рис. 3). Там же даны ошибки линеаризации, определенные по экспериментальным данным (пунктирная кривая). Из графика видно, что зависимость коэффициента C_φ от \tilde{H}_1 является линейной и может быть аппроксимирована формулой

$$C_\varphi = 2,166 - 0,964 \tilde{H}_1, \quad (23)$$

которая дает погрешность не более 1 %. При

максимально возможном рабочем интервале $\pm \Phi_m$ коэффициент $C_\phi \approx 1,2$ и кривую угловой МС можно заменить прямой:

$$\phi = 1,2 \frac{\Phi_m}{H_m} H.$$

Ошибка линеаризации при этом составит примерно 20 % от Φ_m . При очень маленьком интервале линеаризующая прямая совпадает по направлению с касательной в точке $H=0$. Из (15) получаем

$$\left. \frac{d\tilde{\phi}}{dH} \right|_{H=0} = 2,$$

откуда уравнение линеаризующей прямой $\phi = 2 \frac{\Phi_m}{H_m} H$ и ошибка равна нулю. Совершенно очевидно, что в этом крайнем случае аппроксимирующую формулу (23) использовать нельзя.

Во всех приведенных формулах используются в качестве параметров максимальное значение угла закручивания Φ_m (при фиксированном значении H_c) и соответствующее значение напряженности продольного поля H_m . Используя экспериментальные данные [6–8], можно обнаружить линейную зависимость между максимальным углом закручивания и отношением H_c/H_m . На рис. 4 представлены графики подобной зависимости для различных материалов. Из графиков находим

$$\Phi_m = K_m \frac{H_c}{H_m},$$

где K_m — коэффициент, характеризующий материал стержня (для никеля $K_m \approx 0,4 \cdot 10^{-3}$, для альфера $K_m \approx 0,5 \cdot 10^{-3}$).

Величина угловой МС зависит от упругих напряжений, возникающих в стержне. При этом, как и в случае линейной МС, необходимо различать порядок приложения нагрузки и намагничивающего поля.

Растяжение или сжатие рабочего стержня увеличивает или уменьшает линейную МС в зависимости от знака магнитострикционной деформации. Максимальное увеличение МС насыщения составляет при этом 50 %. В соответствии с (7) правильно выбранное осевое нагружение стержня

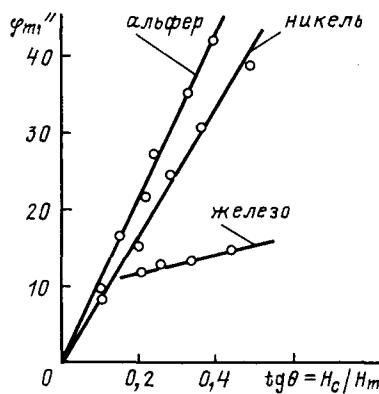


Рис. 4. Линейные зависимости между максимальным углом закручивания и соотношением между круговым и продольным полем

увеличивает $\Lambda(H)$ и приводит к росту угловой МС. При конструировании угловых МСУ целесообразно использовать упругие элементы, создающие напряжения растяжения в никелевых стержнях или напряжения сжатия в стержнях с положительной МС.

По иному действуют на рабочий стержень предварительное скручивание. При приложении значительного крутящего момента векторы спонтанной намагниченности во всех доменах будут лежать под углом $\theta = 45^\circ$ к оси стержня. Соответствующая МС в размагниченном состоянии определяется по формуле

$$\lambda = \frac{3}{2} \lambda_s (\cos^2 \theta - 1/3) = \frac{1}{4} \lambda_s. \quad (24)$$

При намагничивании до насыщения магнитострикционная деформация составит не λ_s , а только

$$\lambda_s - \frac{1}{4} \lambda_s = \frac{3}{4} \lambda_s. \quad (25)$$

В силу четности эффекта это уменьшение одинаково наблюдается у материалов с отрицательной и положительной МС. Нагрузка (крутящий момент), приложенная после намагничивания, всегда уменьшает МС. Пусть угловое МСУ работает вхолостую и имеет максимальный рабочий угол поворота

$$\Phi_L^0 = \frac{L}{\rho_0} \varphi_s. \quad (26)$$

Внешний момент нагрузки уменьшает этот угол на величину

$$\Delta\varphi = ML / (GJ_p). \quad (27)$$

В результате рабочее угловое перемещение

$$\Phi_L = \Phi_L^0 - \Delta\varphi = L\varphi_s / \rho_0 - ML / (GJ_p), \quad (28)$$

где J_p — полярный момент инерции сечения стержня; G — модуль сдвига.

Уравнение (28) можно рассматривать как механическую характеристику углового МСУ. Это уравнение удобнее представить в виде

$$\Phi_L = \frac{L}{\rho_0} (\varphi_s - \tau / G), \quad (29)$$

где под τ понимается касательное напряжение на поверхности рабочего стержня.

При некотором значении внешнего момента полезное угловое перемещение равно нулю. Эту нагрузку назовем критической, а соответствующее значение $\tau = \tau_k$ — критическим касательным напряжением. Из (29) ясно, что

$$\tau_k = G\varphi_s. \quad (30)$$

Значения τ_k для различных магнитострикционных материалов приведены в таблице.

Материал	$\varphi_s \cdot 10^6$, рад	$G \cdot 10^{-6}$, кг/см ²	$\tau_k = G\varphi_s$, кг/см ²
Никель	52,5	0,81	42,4
Пермандюр К49	105	0,81	84,8
Пермандюр К65	135	0,86	116
Альфер Ю-14	60	0,68	41
Альфер Ю-10	40,5	0,65	26,2
Альфер Ю-8	33	0,64	21

При приложении критической нагрузки угловой магнитостриктор работает в режиме короткого замыкания.

Следует отметить, что рассмотренный случай дает предельную нагрузку при намагничивании до насыщения. При частичном намагничивании Φ_s в (26) и (30) должно быть заменено частным максимумом Φ_h .

При расчете геометрических параметров угловых МСУ задаются значениями номинального угла поворота Φ_h и необходимым значением жесткости C , которую можно определить по допустимому изменению угла поворота. Искомыми величинами являются диаметр рабочего стержня d и его длина L . Покажем, что геометрические размеры магнитостриктора определяются произведением $\Phi_h C$. Действительно, для сплошного стержня

$$\Phi_h = \frac{2L}{d} \Phi_s \quad (31)$$

и

$$C = \frac{GJ_p}{L} = \frac{G\pi d^4}{32L}. \quad (32)$$

Из системы уравнений (31) — (32) можно найти диаметр стержня:

$$d = \sqrt[3]{\frac{16\Phi_h C}{\pi G\Phi_s}} = 1,72 \sqrt[3]{\frac{\Phi_h C}{\tau_k}}, \quad (33)$$

где $\tau_k = G\Phi_s$ — критическое значение касательного напряжения, определенное по таблице.

Зная диаметр стержня, легко определить L по (31) или (32). Задача определения размеров магнитостриктора значительно усложняется в случае полого стержня. При этом имеем систему уравнений

$$\Phi_h = \frac{2L}{d} \Phi_s; \quad (34)$$

$$C = \frac{G\pi d^4(1-\xi^4)}{32L}, \quad (35)$$

где $\xi = d_{bh}/d$.

Производя аналогичные преобразования, получаем неявное уравнение для определения диаметра:

$$\Phi_h C = \frac{\pi}{16} G\Phi_s d^3 (1-\xi^4) \approx 0,2\tau_k d^3 (1-\xi^4). \quad (36)$$

Динамические свойства полых цилиндрических магнитострикторов определяются толщиной стенки h . Если принять $h = \text{const}$, то коэффициент ξ в (36) будет величиной переменной и уравнение (36) может быть решено численно. Опытным путем обнаружен слабо выраженный максимум статической угловой МС при $\xi = 0,5$. Используя это значение, вместо (36) получаем

$$d = \sqrt[3]{\frac{16\Phi_h C}{\pi(1-\xi^4)G\Phi_s}} = 1,76 \sqrt[3]{\frac{\Phi_h C}{\tau_k}}, \quad (37)$$

что лишь немного отличается от (33) для сплошного стержня. Это еще раз свидетельствует о малом влиянии отверстия на величину угловой МС.

При изучении динамики угловых МСУ необходимо прежде всего рассмотреть процессы комбинированного намагничивания ферромагнитного стержня в продольном и циркулярном полях. Решение этой задачи в общем виде слишком сложно, поскольку влияние нелинейности ферромагнетика исключает применение принципа наложения. Однако приближенное решение может быть получено, если ограничиться областью малых полей и считать характеристики ферромагнитного стержня вполне линейными.

В динамическом режиме одно из магнитных полей углового магнитостриктора остается постоянным, а другое изменяется. Рассмотрим частотные характеристики этих полей для полого стержня.

Для продольного поля частотная характеристика [9]

$$W(j\omega) = \frac{\sqrt{2}\Delta}{\rho_0} \frac{1}{1-\xi^2}. \quad (38)$$

Частота среза

$$\omega_c = \frac{4}{\rho_0^2 \gamma \mu} \frac{1}{(1-\xi^2)^2}, \quad (39)$$

где $\xi = \rho/\rho_0$; ρ и ρ_0 — внутренний и внешний радиусы стержня; Δ — глубина проникновения.

Для определения частотной характеристики циркулярного поля рассмотрим полый стержень как тороидальный сердечник прямоугольного сечения. Поскольку всегда толщина стенки стержня значительно меньше его длины, сердечник можно рассматривать как тонкую пластину. В этом случае

$$W_c(j\omega) = \sqrt{2}\Delta/h, \quad (40)$$

где h — толщина стенки полого стержня.

Частота среза частотной характеристики циркулярного поля

$$\omega_c = \frac{4}{h^2 \gamma \mu}. \quad (41)$$

Если выразить толщину стенки через отношение радиусов, то (41) заменится на выражение

$$\omega_c = \frac{4}{\rho_0^2 \gamma \mu (1-\xi)^2}. \quad (42)$$

Сравним (42) с (41):

$$\omega_c/\omega = (1+\xi)^2. \quad (43)$$

Таким образом, частота среза циркулярного поля получается выше в $(1+\xi)^2$ раз. Для очень тонкой трубы $\rho \approx \rho_0$ и $\xi \rightarrow 1$, и тогда в пределе получаем $\omega_c = 4\omega$. Из этого следует, что при малых полях динамический диапазон углового магнитостриктора при управлении циркулярным полем шире, чем при управлении продольным полем. Это преимущество сказывается тем сильнее, чем меньше толщина стенки полого магнитострикционного стержня.

Погрешности угловых магнитострикторов. Чрезвычайно важным преимуществом угловой МС является малая температурная погрешность. Это объясняется тем, что тепловая деформация стержня направлена по его оси, в то время как ра-

бочее угловое перемещение происходит в плоскости, перпендикулярной оси. Влияние температуры оказывается только на величине самой МС, однако в диапазоне температур, меньших 100 °C, температурное изменение МС невелико. По исследованиям [6—8] угловая МС уменьшается при нагревании. В диапазоне температур 0—100 °C для альфера это уменьшение составляет 0,8 % на 10 °C. Для железа оно близко к нулю.

В одном из экспериментов было установлено, что в течение первого часа работы температурная погрешность углового магнитостриктора не превышает 0,4 %, а после 5 ч непрерывной работы при температуре, близкой к 60 °C, составляет только 1,6 % полного значения магнитострикционного закручивания. Здесь уместно напомнить, что в случае линейной МС температурная погрешность может в несколько раз превышать рабочее перемещение и требует специальных мер по своей компенсации.

Угловая МС обладает гистерезисом. Характер гистерезисной петли существенно зависит от значения напряженности управляющего поля. Если наибольшее значение напряженности поля не превосходит H_m , петля узкая и по своему виду напоминает петлю гистерезиса намагничивания магнитомягкого материала (рис. 5, а). В больших напряженностях ($H > H_m$) «носик» петли расширяется и появляется «перетяжка» (рис. 5, б), площадь петли при этом значительно увеличивается. Это служит еще одним ограничением значения напряженности управляющего поля.

В динамическом режиме работы углового магнитостриктора возникают погрешности, связанные с появлением в спектре угловых перемещений высших гармонических составляющих. Для определения значений этих составляющих воспользуемся характеристикой углового магнитостриктора в относительных координатах:

$$\tilde{\varphi} = \frac{2\tilde{H}}{1+\tilde{H}^2}. \quad (44)$$

Пусть напряженность управляющего поля \tilde{H} изменяется по синусоидальному закону

$$H = H_{\max} \sin \alpha, \quad \alpha = \omega t. \quad (45)$$

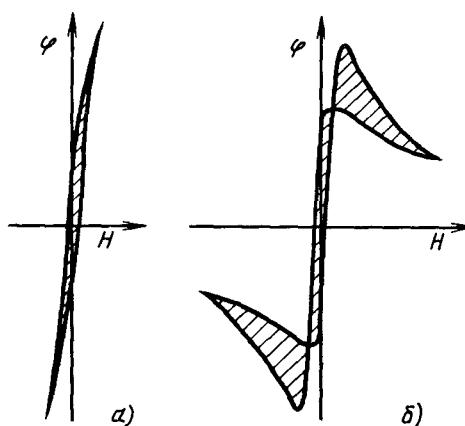


Рис. 5. Гистерезис угловой магнитострикции при малых (а) и больших (б) полях

Здесь частота ω не слишком велика, во всяком случае меньше частоты среза, так что всем явлениями, связанными с поверхностным эффектом, можно пренебречь.

Разложим (44) в ряд Маклорена:

$$\tilde{\varphi}(\tilde{H}) = \tilde{\varphi}(0) + \tilde{\varphi}'(0) \frac{\tilde{H}}{1!} + \tilde{\varphi}''(0) \frac{\tilde{H}^2}{2!} + \dots + \tilde{\varphi}^{(n)}(0) \frac{\tilde{H}^n}{n!}. \quad (46)$$

Для нахождения последовательных производных при $\tilde{H}=0$ перепишем (44) в виде

$$\tilde{\varphi}(1+\tilde{H}^2) = 2\tilde{H}. \quad (47)$$

Теперь, используя формулу Лейбница для нахождения производной высшего порядка от произведения двух функций, найдем n -ю производную (48) по напряженности поля:

$$\tilde{\varphi}^{(n)}(1+\tilde{H}^2) + 2C_n' \tilde{\varphi}^{(n-1)} \tilde{H} + 2C_n^2 \tilde{\varphi}^{(n-2)} = 0, \quad n > 1. \quad (48)$$

При $\tilde{H}=0$ получим рекуррентную формулу:

$$\tilde{\varphi}^{(n)}(0) = -2C_n^2 \tilde{\varphi}^{(n-2)}(0). \quad (49)$$

Непосредственным дифференцированием легко найти

$$\tilde{\varphi}'(0) = 2 \text{ и } \tilde{\varphi}''(0) = 0.$$

Тогда, используя (49) для четных n , получим

$$\tilde{\varphi}''(0) = \tilde{\varphi}^{IV}(0) = \dots = \tilde{\varphi}^{(2k)}(0) = 0.$$

Для нечетных $n=2k+1$ будем иметь

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}'''(0) &= -2C_3^2 \tilde{\varphi}'(0) = -2^2 C_3^2; \\ \tilde{\varphi}^V(0) &= -2C_5^2 \tilde{\varphi}'''(0) = -2^3 C_3^2 C_5^2; \end{aligned}$$

$$\tilde{\varphi}^{2k+1}(0) = -2C_{2k+1}^2 \tilde{\varphi}^{2k-1}(0) = (-1)^k 2^{2k+1} \prod_{j=3}^{2k+1} C_j^2.$$

Последняя строка в этом выражении легко может быть преобразована. Учитывая, что

$$2^{2k+1} \prod_{j=3}^{2k+1} C_j^2 = 2(2k+1)!,$$

получаем

$$\tilde{\varphi}^{2k+1}(0) = (-2)^k (2k+1)!. \quad (50)$$

Как следовало ожидать, в разложении (46) исключаются постоянная составляющая и все четные гармоники. Нечетные гармоники определяются по (50). Подставляя это выражение в (49), получаем очень простое разложение:

$$\tilde{\varphi} = 2(\tilde{H} - \tilde{H}^3 + \tilde{H}^5 - \tilde{H}^7 + \dots) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \tilde{H}^{2k+1}. \quad (51)$$

При синусоидальном управлении получим ряд по степеням синуса:

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi} &= 2(H_{\max} \sin \alpha - \tilde{H}_{\max} \sin^3 \alpha + \dots) = \\ &= 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \tilde{H}_{\max}^{2k+1} \sin^{2k+1} \alpha. \end{aligned} \quad (52)$$

Степень синуса может быть выражена через функции кратных дуг:

$$(-1)^k \sin^{2k+1} \alpha = \frac{1}{2^{2k}} \sum_{j=0}^{\infty} \times \\ \times (-1)^{2k+j} C_{2k+j} \sin(2k+1-2j)\alpha. \quad (53)$$

Подставляя (53) в (52) и группируя члены с одинаковыми кратностями углов α , получаем

$$\tilde{\varphi} = \tilde{\varphi}_1 \sin \alpha + \tilde{\varphi}_3 \sin 3\alpha + \tilde{\varphi}_5 \sin 5\alpha + \dots, \quad (54)$$

где амплитуда первой гармоники

$$\tilde{\varphi}_1 = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{2^{2k}} C_{2k+1}^k \tilde{H}_{\max}^{2k+1}, \quad (55)$$

амплитуда третьей гармоники

$$\tilde{\varphi}_3 = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{2^{2k+2}} C_{2k+3}^k \tilde{H}_{\max}^{2k+3}. \quad (56)$$

В общем виде для любой j -й гармоники ($j=1, 3, 5, \dots$) можно написать

$$\tilde{\varphi}_j = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{2^{2k+j-1}} C_{2k+j}^k \tilde{H}_{\max}^{2k+j}. \quad (57)$$

Более лаконично это выражение представляется так:

$$\tilde{\varphi}_j = 4 \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^j \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k C_{2k+j}^k \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^{2k}. \quad (58)$$

При небольших \tilde{H}_{\max} ряды (58) сходятся достаточно быстро. Легко показать, что отношение последовательных нечетных гармоник есть величина постоянная:

$$\zeta_{\varphi} = \frac{\tilde{\varphi}_{j+2}}{\tilde{\varphi}_j} = \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^2 \left[1 - 2 \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^2 + 5 \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^4 - \dots \right] = \\ = \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{(2k)!}{k!(k+1)!} \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^k. \quad (59)$$

Это обстоятельство позволяет весьма просто найти коэффициент нелинейных искажений:

$$\Gamma = \sqrt{\zeta_{\varphi}^2 + \zeta_{\varphi}^4 + \dots} = \frac{\zeta_{\varphi}}{\sqrt{1 - \zeta_{\varphi}^2}}. \quad (60)$$

При малых \tilde{H}_{\max} можно приближенно считать

$$\Gamma \approx \zeta_{\varphi} \approx \left(\frac{\tilde{H}_{\max}}{2} \right)^2.$$

При больших значениях \tilde{H}_{\max} приходится определять нелинейные искажения по полным формулам (59) — (60). Следует, однако, отметить, что основную роль играет здесь третья гармоника, поскольку более высокие гармоники на один-два порядка меньше.

Конструктивные формы угловых магнитострикционных устройств. Конструктивные формы угловых МСУ в первую очередь определяются способом создания циркулярного магнитного поля.

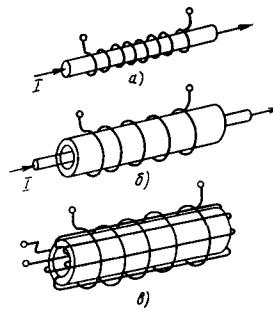


Рис. 6. Конструктивные формы угловых магнитострикционных устройств при различных способах создания кругового магнитного поля: намагничивающий ток проходит по самому магнитострикционному стержню (а), по проводу, помещенному в полый стержень (б), и по торроидальной обмотке (в)

Для получения продольного магнитного поля магнитострикционный стержень помещается в коаксиальную намагничивающую катушку. Циркулярное поле может быть создано несколькими способами. В простейшем случае для этого можно по стержню пропустить электрический ток (рис. 6, а). Как известно, напряженность поля на поверхности токонесущего стержня равна

$$H_c = \frac{I}{\pi d} = 0,318 \frac{I}{d}, \quad (61)$$

где d — диаметр стержня; I — ток в стержне.

Допустимое значение тока определяется условиями нагрева стержня. Мощность, выделяемая в стержне

$$P = I^2 R = I^2 \rho_m \frac{4l}{\pi d}, \quad (62)$$

где ρ_m — удельное сопротивление материала стержня.

При установившемся тепловом режиме эта мощность равна тепловой мощности, отдаваемой стержнем в окружающую среду:

$$P = \tau_y k_{to} \pi d l, \quad (63)$$

где τ_y — установившаяся температура перегрева; k_{to} — коэффициент теплоотдачи.

Из уравнения теплового баланса можно определить допустимое значение тока:

$$I = \frac{\pi d}{2} \sqrt{\frac{\tau_y k_{to}}{\rho_m} l}. \quad (64)$$

Подставляя значение (64) в (61), получаем

$$H_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_y k_{to}}{\rho_m} d}. \quad (65)$$

Если принять для никелевого стержня $k_{to} \approx 10^{-3}$ Вт/(см·град) и $\rho_m \approx 0,1$ Ом·мм²/м, получим очень простую формулу:

$$H_c = 5 \sqrt{\tau_y d}, \quad (66)$$

где τ_y измеряется в градусах Цельсия, а диаметр стержня в сантиметрах.

Иногда удобнее стержень сделать полым, а для проведения тока использовать специальный медный проводник, проходящий в полости стержня (рис. 6, б). Учитывая, что для меди $\rho_m =$

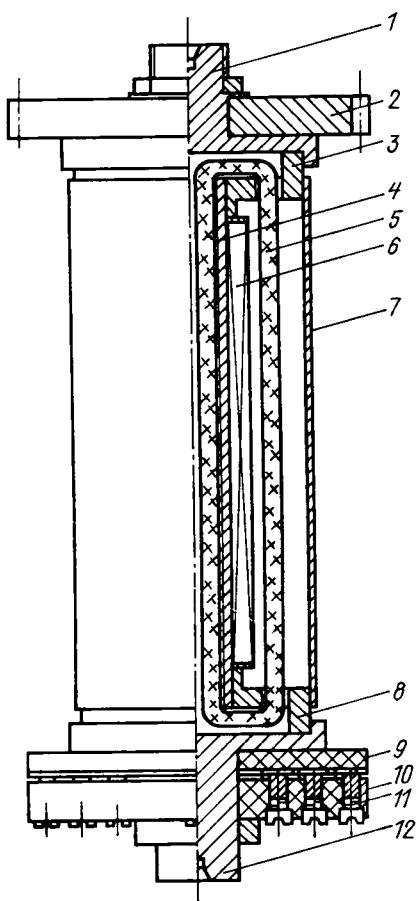


Рис. 7. Угловой магнитострикционный компенсатор ошибок кинематической цепи

$=0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$, получаем для максимального поля

$$H_c = 12\sqrt{\tau_y d}, \quad (67)$$

т. е. более высокое значение, чем в первом случае. Установившийся перегрев для медного проводника может составить $\tau_y = 70^\circ\text{C}$. Это тем более допустимо, что промежуток между стержнем и медным проводом может быть использован для естественного или искусственного охлаждения. Оба эти способа получения кругового поля неудобны тем, что требуют пропускания по проводнику очень больших токов при низком напряжении, что создает значительные трудности с источником питания.

Круговое поле высокой напряженности можно получить используя торoidalную обмотку (рис. 6, в). Для размещения подобной обмотки необходимо иметь полый стержень, достаточно большого диаметра и не очень длинный. Технологически изготовление такого устройства сложнее, но управление и согласование торoidalной обмотки с источником питания значительно удобнее, поскольку обмотка имеет большое число витков и значительное сопротивление.

Важнейшей областью применения угловых устройств может явиться коррекция кинематических ошибок прецизионных кинематических цепей. В качестве примера на рис. 7 изображена схема корректирующего углового кинематического компенсатора [10]. Компенсатор выполнен по принципиальной схеме рис. 6, в и содержит трубку 4 из магнитострикционного материала (пермандюр К65). Длина трубы 180 мм, наружный диаметр 20 мм, толщина стенок 3 мм. На концах трубы закреплены два фланца 3 и 8, выполненные из магнитомягкой стали. Магнитная цепь замыкается кожухом 7. С фланцами соединяются цилиндрические вставки 1 и 12, которые служат для установки и закрепления компенсатора в кинематической цепи.

Для намагничивания трубы 4 служат две обмотки: цилиндрическая 6, намотанная на саму трубку и создающая продольное магнитное поле, и торoidalная 5, создающая циркулярное поле. Лобовые части торoidalной обмотки проходят в пазы, имеющиеся во фланцах 3 и 8, и размещаются в пространстве между фланцами и вставками 1 и 12. Токоподвод к обмоткам осуществляется при помощи торцевых контактных колец 9 и трех щеток 11, установленных в щеткодержателе 10. При изменении тока в намагничивающих обмотках 6 или 5 верхнее сечение трубы 4 закручивается и шестерня 2 получает корректирующее угловое перемещение.

При испытании опытного образца МС корректирующего компенсатора был получен максимальный угол поворота $\pm 1,5'$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pidgeon H. A. Magnetostriiction with special reference to pure cobalt.—Physical review, 1919, vol. 13, N 3.
2. Wiedemann G. Die Lehre von der Electricität. 1895, t. 3, Braunschweig.
3. Williams S. R. A study of the Joule and Wiedemann effects in the same specimens of Ni.—Physical review, 1917, vol. 10.
4. Lewis J. A. The small-field theory of the Joule and Wiedemann effects.—Quarterly of applied mathematics, 1962, vol. 20, N 1.
5. Yamamoto I. Theory of Wiedemann effects.—Science reports RITU, 1958, vol. 10, N 3.
6. Shiracawa Y., Ohara T. The Wiedemann effect of the magnetostriction alloy Alfer.—Science reports RITU, 1957, vol. 9, N 3.
7. Shiracawa Y., Ohara T. The Wiedemann effect of the magnetostriction alloy Alfer at high temperatures.—Science reports RITU, 1957, vol. 9, N 3.
8. Shiracawa Y., Ohara T. The Wiedemann effects of the binary system of iron-aluminium alloys at high temperatures.—Science reports RITU, 1958, vol. 10, N 3.
9. Михайлов О. П. Магнитострикционные исполнительные устройства микроперемещений.—Электричество, 1976, № 2.
10. Михайлов О. П., Смородинов Д. А. Регулируемая оправка для зубообрабатывающего станка.—Станки и инструмент, 1975, № 5.
11. McCorkle P. Magnetostriiction and magnetoelectric effects in iron, nickel and cobalt.—Physical review, 1923, vol. 22, N 3.

[18.03.91]

Имитационное моделирование систем электропривода

ВОДОВОЗОВ В. М.

Распространение высокопроизводительных персональных профессиональных ЭВМ способствует развитию методов моделирования систем электропривода. Обладая высоким быстродействием, большой емкостью оперативной и внешней памяти, новые технические средства позволяют применять и новые методы исследования электромеханических систем.

Наряду со структурно-топологическими моделями [1, 2] и моделями состояния [3], в теории и практике моделирования сложных производственных систем все шире распространяются проблемно-ориентированные имитационные модели [4, 5], базирующиеся на операционных системах дисплейных вычислительных комплексов и персональных компьютеров, на языках, совместимых с языками управления в реальном времени («ФОРТ», «СИ» и т. п.). Имитационная модель представляет собой логико-математическое описание системы и среды ее функционирования. Моделирующие алгоритмы, лежащие в ее основе, обеспечивают программное воспроизведение структуры и последовательности элементарных преобразований сигналов в исследуемой системе. Аппарат имитационного моделирования постепенно находит применение в исследовании локальных звеньев электропривода. Так, широко известны диаграммы мгновенных значений полупроводниковых преобразователей [6], сложные модели поведения микропроцессорных управляющих устройств [2], подробное описание электродвигателей [7], передаточных механизмов и станков [8], роботов [9].

Алгоритмы и программы имитационного моделирования электропривода, рассматриваемые в статье, представляют модели объектов и сигналов главным образом параметрически, т. е. в виде скалярных разностных уравнений в дискретном времени. Описание динамических объектов, равно как и регуляторов, в дискретном времени обладает преимуществами по сравнению с описанием в непрерывном времени, в частотной или корневой области. К таким преимуществам можно отнести высокую степень адекватности модели при отсутствии необходимости линеаризации и аппроксимации. Разностные уравнения, описывающие функционирование дискретных систем, значительно проще с точки зрения их анализа и программной реализации, чем дифференциальные уравнения, применяемые для описания непрерывных систем. Они идентичны при описании линейных, нелинейных, дискретных и нестационарных систем и звеньев. В отличие от описания в частотной или псевдочастотной областях, от использования корневых методов, разностные уравнения позволяют непосредственно, а не косвенно оценивать состояние объекта.

Обобщенная структура концептуальной модели электропривода как динамической системы приведена на рис. 1. В состав ее входят: микропроцессорный задатчик программы (*ЗП*), микропроцессорный регулятор (*P*), полупроводниковый преобразователь мощности (*ПМ*), электродвига-

тель (*М*), передаточное устройство (*ПУ*), рабочий орган (*РО*) и комплекс измерительных преобразователей (*ИП*), воздействующих на микропроцессорный регулятор. Взаимосвязь движений отдельных рабочих органов автоматизируемого технологического оборудования осуществляется через задатчик программы и здесь не рассматривается. Исследуемая система неоднородна, нелинейна и нестационарна. Неоднородность ее проявляется в различном характере проходящих в ней информационно-энергетических процессов: дискретного задания программы и регулирования переменных, широтно- и амплитудно-импульсного преобразования мощности, непрерывного электромеханического преобразования, непрерывно-дискретных измерительных процессов. Нелинейность системы определяется ограниченной разрядностью представляемых данных о задающих и регулирующих воздействиях, а также искусственно вводимыми в регулятор нелинейными функциями, амплитудной модуляцией цифроаналогового преобразования на входе преобразователя мощности; сложной формой сигналов и неполной управляемостью преобразователя мощности; насыщением в магнитных цепях электродвигателей, люфтами, зазорами, наличием сухого и вязкого трения в механических передачах и рабочем органе; ограниченной разрядностью представления данных в измерительных преобразователях. Нестационарность модели характеризуется переменными параметрами преобразователя мощности, а также двигателей переменного тока; переменными моментами сопротивления и инерции рабочего органа.

Микропроцессорный задатчик программы имитирует работу той части устройства числового программного управления (*ЧПУ*) оборудованием, которая транслирует текст управляющей программы в коды задания перемещений рабочего органа. Сюда входит диалоговый блок задания кадров программы, модель интерполятора и модель таймера. В качестве диалогового блока обычно используется готовый эмулятор *ЧПУ*. Четыре модели интерполяторов могут быть применены для задания программы: модули линейной и круговой интерполяции по методу цифрового интегрирования и модули линейной и круговой интерполяции по методу оценочной функции [4]. Первые два обеспечивают равномерное распределение импульсов задания в кадре, но характеризуются накопленной погрешностью; два других обладают способностью непрерывно устранять на-

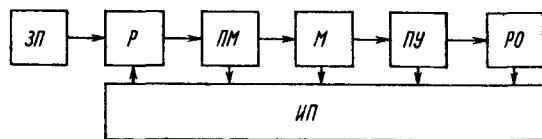


Рис. 1. Структурная схема концептуальной модели электропривода

копленную погрешность, но неравномерно распределяют пачки импульсов во времени.

Таймер представлен логическим блоком, подключающим те или иные звенья модели на основе анализа временных интервалов. В качестве элементарного временного интервала Δ (такта) принят период времени 0,0001 с. Многочисленные экспериментальные исследования и аналитический анализ показали, что в этот период укладываются такие элементарные операции, как интерполяция в ЧПУ, реализация ПИД-регулятора и цифровой системы импульсно-фазового управления (СИФУ), запаздывания, вызванные люфтами и зазорами передач, задержки в пересылке данных между блоками. Алгоритм работы таймера предусматривает настройку его пользователем в процессе анализа модели и является одним из основных инструментов синтеза регуляторов.

Числом тактов Δ задаются период квантования регуляторов, моменты передачи информации в СИФУ, бестоковые паузы, период опроса датчиков и интервалы усреднения их показаний; от числа тактов Δ зависят реакция системы на управляющие и возмущающие воздействия и качество отработки программы. Особая функция таймера — управление воспроизведением процессов в электроприводе на экране видеомонитора. Так как описываемая модель ориентирована на персональные ЭВМ, ее эффективность определяется характером интерактивного взаимодействия с пользователем. Поэтому таймер используется для организации прерываний от клавиатуры: останова программы клавишей S , организации разгона двигателя R , имитацией возмущения M и торможения T , удлинения процесса наблюдения D и прекращения работы программы ESC , вывода данных на диск W или принтер P .

В рассматриваемой модели используется подробное логико-математическое описание тиристор-

ного преобразователя (рис. 2). В основе его лежат программные блоки логического анализа временных интервалов, кодов задания и мгновенных значений переменных и длительности бестоковых пауз [10]. По результатам анализа вычисляются мгновенные значения ЭДС преобразователя:

$$\left. \begin{array}{l} U = E_{\text{пп}} \sin \tau - IR_{\text{пп}}, \quad I \neq 0; \\ U = c\omega, \quad I = 0, \end{array} \right\}$$

где U , I , ω — текущие значения напряжения, тока якоря и скорости двигателя; τ — текущее значение фазы открытого тиристора; $R_{\text{пп}}$, $E_{\text{пп}}$ — сопротивление и максимальная ЭДС преобразователя; $c = \frac{U_n - I_n R_n}{\omega_n}$ — постоянная двигателя, определяемая его номинальными данными.

Заданные значения ЭДС определяются в модели СИФУ углом управления $\alpha = \arccos u_3$, который вводится в модель преобразователя по достижени

$$\tau_{\text{кон}} = \pi/2 + \pi/(2m) + \alpha,$$

где u_3 — заданное напряжение; m — пульсность преобразователя.

Бестоковая пауза формируется в СИФУ по результатам анализа значения и знака тока:

$$I = [c_1(U - c\omega) + I_{k-1}] / c_3,$$

где $c_1 = \Delta / L_\Sigma$; $c_3 = 1 + c_1 R_\Sigma$; L_Σ , R_Σ — индуктивность и сопротивление якорной цепи.

В качестве исполнительных механизмов рассматриваются электродвигатели постоянного тока соединенные через передаточные устройства с суппортами станков, шпиндельными блоками или звеньями кинематических цепей роботов. Используемые модели трения отражают переменный характер момента сопротивления на валу двигателя. Конечное значение жесткости механических передач создает упругий момент, рассчитываемый в моделируемой системе с помощью нелинейных уравнений.

На рис. 3 дана схема модели исполнительного механизма, представленного двухмассовой системой, имеющей период упругих колебаний

$$T_y = \sqrt{\frac{J_n J_c}{c_y (J_n + J_c)}} = T_1 \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}},$$

где $\gamma = \frac{J_n + J_c}{J_n}$ — соотношение масс; $T_1 = \sqrt{\frac{T_n}{c_y}}$ — период собственных колебаний ротора; J_n — момент инерции двигателя и редуктора; J_c — момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя.

На рис. 3 обозначено:

$$\left. \begin{array}{l} c_{20} = \frac{\Delta}{J_n + J_c}, \quad c_y \geq 10^6; \\ c_{20} = \Delta / J_n, \quad c_y < 10^6; \\ c_2 = \Delta / J_c; \end{array} \right\}$$

φ_2 , ω_2 — угол поворота и частоты вращения вала механизма.

Значение $c_y = 10^6$ определено путем моделирования поведения различных систем электропривода с целью выяснения диапазона параметров, в котором электропривод можно представить жест-

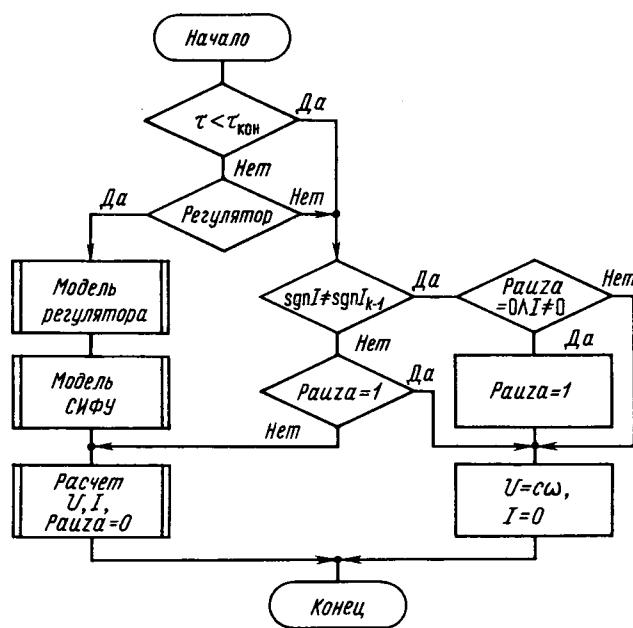


Рис. 2. Структурная схема модели тиристорного преобразователя

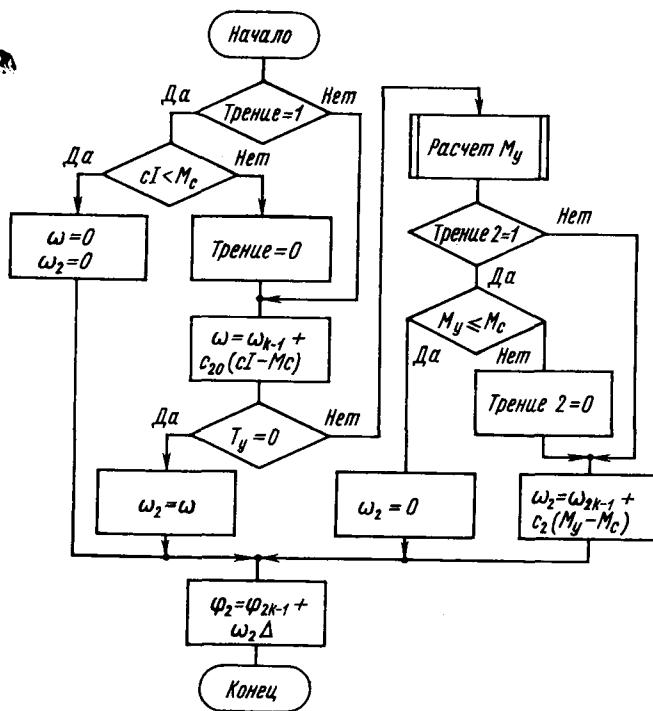


Рис. 3. Структурная схема модели исполнительного механизма

кой системой. Полученный результат отличается от рекомендаций [11] ориентироваться лишь на соотношение J_h , J_c . Особенno существенно это отличие для моделей роботов, где c_y меняется в широких пределах не только от механизма к механизму, но и от позиции к позиции в одном механизме. Наиболее целесообразно было бы вообще не разделять модель на жесткую и упругую, но при $c_y > 10^6$ растет погрешность вычислений, которой без труда удается избежать в жесткой системе.

Номенклатура информационных средств электропривода чрезвычайно широка, поэтому моделировались только отдельные звенья, наиболее распространенные в станках и роботах. Импульсные и кодовые датчики представлены имитаторами положения измеряемой оси с ограниченной разрешающей способностью:

$$\varphi_k = \text{int}(\varphi); \varphi_k = [\text{int}(\varphi N)] / N; \varphi_k = [\text{int}(\varphi \cdot 2^n)] / 2^n,$$

где φ , φ_k — точное и измеренное значения координаты; N — число десятичных разрядов дробной части φ ; n — число двоичных разрядов дробной части φ .

Датчики аналоговой информации представлены безынерционным блоком

$$\varphi_k = k\varphi,$$

где k — коэффициент преобразования размерности φ к размерности φ_k .

Цифроанalogовые преобразователи размерностей N или n моделируются аналоговыми датчиками, а элементы с памятью — массивами данных.

Имитационные модели регуляторов

$$u_k = k_n \varepsilon_{k-1} + \frac{k_a}{T} (\varepsilon - \varepsilon_{k-1}) + k_i T \sum_{i=1}^k \varepsilon_{k-i}$$

описывают в конечных разностях ПИД-закон регулирования, где ε , ε_{k-1} — ошибка регулирова-

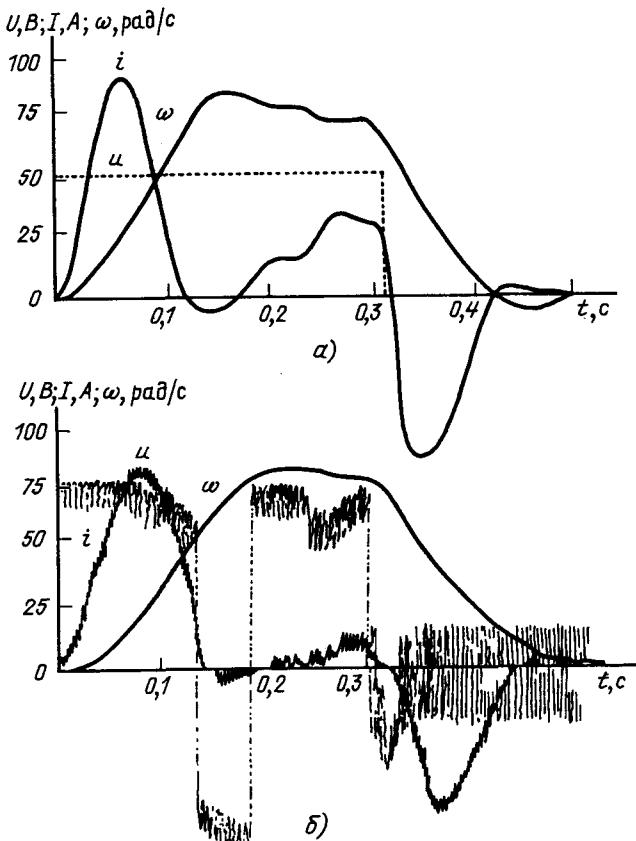


Рис. 4. Динамические процессы в модели электропривода робота

ния в текущем и предыдущем периодах квантования регулятора T ; k_n , k_a , k_i — коэффициенты пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющих.

Схема соединения регуляторов определяется пользователем. Им могут быть выбраны подчиненное или независимое регулирование координат, организованы замкнутые и разомкнутые контуры, изменены уставки ограничений и периоды квантования.

Применение рассмотренного подхода и моделирования способствовало решению ряда сложных задач. К таким задачам, в частности, относится определение зависимости качества переходных процессов, точности и продолжительности позиционирования от периода квантования регуляторов, длительности бестоковой паузы преобразователя мощности, частоты опроса датчиков тока, скорости и уровня фильтрации пульсаций, разрешающей способности датчика положения. Имитационная модель дает возможность оценить влияние длины машинного слова микроЭВМ и ее быстродействия на характер динамических показателей привода. С ее помощью строятся статические и динамические характеристики электромеханических систем, определяются предельные по быстродействию показатели ускорения двигателей, работающих в станочных и робототехнических системах.

Некоторые результаты имитационного моделирования электропривода транспортного робота иллюстрирует рис. 4. На рис. 4, а показаны пере-

ходные процессы в момент резкого поворота не-загруженного схвата при питании высокомоментного приводного электродвигателя от линейного транзисторного преобразователя и аналоговой системой управления. Наблюдается быстрая реакция манипулятора на управляющие воздействия и возмущение в момент соприкосновения схватом с заготовкой.

На рис. 4, б отражена динамика аналогичной системы при питании двигателя от 6-пульсного тиристорного преобразователя с дискретным регулятором скорости, имеющим период квантования 10 мс. В этом случае реакция манипулятора на управляющие и возмущающее воздействия замедлена, изменился характер процесса, проявляются бестоковые периоды и внутренние колебания в системе. Дальнейшие исследования данного объекта позволили подобрать оптимальный период квантования регулятора 3—5 мс и построить транзисторную широтно-импульсную систему управления, быстродействие и качество которой мало отличается от первой модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Борцов Ю. А. Математические модели автоматических систем.—Л.: Изд-во ЛЭТИ, 1981.
- Егоров В. Н., Корженевский-Яковлев О. В. Цифровое моделирование систем электропривода.—Л.: Энергоатомиздат, 1986.
- Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления.—М.: Наука, 1970.
- Ратмирров В. А. Управление станками гибких производственных систем.—М.: Машиностроение, 1987.
- Парамонов Ф. И. Моделирование процесса производства.—М.: Машиностроение, 1984.
- Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод.—М.: Энергия, 1969.
- Копылов И. П. Электрические машины.—М.: Энерготомиздат, 1986.
- Левин А. И. Математическое моделирование в исследованиях и проектировании станков.—М.: Машиностроение, 1978.
- Егоров Ю. Н. Системы привода роботов.—Л.: Изд-во ЛГУ, 1982.
- Водовозов В. М., Горячев Ю. А. Математическая модель микропроцессорного электропривода станков с числовым программным управлением.—Электронное моделирование, 1989, № 5.
- Сабинин Ю. А. Электромашинные устройства автоматики.—Л.: Энергоатомиздат, 1988.

[27.02.91]

УДК 621.313.32.007.24

Анализ динамических процессов синхронных машин по переходным функциям

ТРЕЩЕВ И. И., доктор техн. наук, КОПЫЛОВ А. И., канд. техн. наук, ПРОХОРОВ В. А., канд. техн. наук

Электромеханические процессы в синхронных машинах (СМ) обусловлены изменением запаса магнитной и кинетической энергии и воздействием внешних сил. Их исследование важно для нормальных и аварийных режимов, так как позволяет повысить надежность и экономическую эффективность использования СМ. Поэтому у нас и за рубежом большое число работ посвящены анализу динамической и статической устойчивости, ударных электродинамических сил и моментов, колебаниям СМ.

Указанные процессы описываются нелинейными дифференциальными или интегральными уравнениями, что существенно затрудняет их исследование. Нелинейность исходных уравнений в основном обусловлена зависимостью параметров от насыщения магнитной цепи СМ, изменением угловой скорости ротора и других факторов. Имеются и другие менее существенные причины нелинейностей. Кроме того, параметры СМ, особенно с учетом насыщения, не всегда известны, а их определение часто затруднено [1].

В статье предлагается исследование СМ на основе использования переходных функций, которые определяются с учетом насыщения магнитной цепи по имеющимся или специально полу-

ченным осциллограммам переходных процессов. При этом отпадает необходимость в определении параметров СМ. Основные допущения изложены в [1].

Для учета насыщения магнитной цепи СМ имеется ряд рекомендаций. Наибольшее признание получил графоаналитический метод, предложенный Горевым А. А. [2]. По этому методу для определения коэффициента насыщения η используются кривая холостого хода СМ и векторная диаграмма. С целью облегчения расчетов, как показано в [3], коэффициент η достаточно точно может быть выражен полиномом третьей степени от внутренней э. д. с. e_i СМ.

На рис. 1 показаны кривые изменения η в функции от e_i для явнополюсных СМ и турбогенераторов средней мощности. Используя η , составляются уравнения Парка — Горева с учетом насыщения магнитной цепи СМ [4]. Эти уравнения можно преобразовать в дифференциальные, содержащие только токи статора или ротора. Например, для СМ без демпферной обмотки получают дифференциальное уравнение третьего порядка:

$$\frac{d^3 i_x}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 i_x}{dt^2} + a_2 \frac{di_x}{dt} + a_3 i_x = F_x(t), \quad (1)$$

где индексу x соответствуют индексы d , q , f . Как видно, коэффициенты a_1 — a_3 одинаковы для всех токов СМ и лишь правая часть уравнения (1) различна. Указанные коэффициенты зависят от насыщения магнитной цепи. Для СМ с демпферной обмоткой аналогичное уравнение будет пятого порядка.

Из этих уравнений путем преобразований могут быть получены интегральные уравнения, содержащие переходные функции. Как показано в [1], такое преобразование можно также выполнить, используя операторный метод. Интегральные уравнения Вольтерра для обмотки статора имеют вид

$$u_d = i_d[r + f'_d(0)] + \frac{di_d}{dt}f_d(0) + \int_0^t i_d(\tau) \frac{\partial^2 f_d(t-\tau)}{\partial t^2} d\tau - \\ - \omega_r [i_q f_q(0) + \int_0^t i_q(\tau) \frac{\partial f_q(t-\tau)}{\partial t} d\tau]; \quad (2)$$

$$u_q = i_q[r + f'_q(0)] + \frac{di_q}{dt}f_q(0) + \int_0^t i_q(\tau) \frac{\partial^2 f_q(t-\tau)}{\partial t^2} d\tau + \\ + \omega_r [i_d f_d(0) + \int_0^t i_d(\tau) \frac{\partial f_d(t-\tau)}{\partial t} d\tau], \quad (3)$$

где $f_d(0)$, $f_q(0)$, $f'_d(0)$, $f'_q(0)$ — начальные значения переходных функций и их производных.

Для обмотки возбуждения получаем

$$u_f = i_f[r_f + f_f(0)] + \int_0^t i_f(\tau) \frac{\partial f_f(t-\tau)}{\partial t} d\tau, \quad (4)$$

где $f_f(0)$ — начальное значение переходной функции.

При определении переходных функций f_d , f_q не учитывают r и трансформаторные э. д. с. [1], при этом уравнения (2), (3) принимают вид:

$$u_d = f_q i_q(0) + \int_0^t f_q(\tau) \frac{\partial i_q(t-\tau)}{\partial t} d\tau; \quad (5)$$

$$u_q = f_d i_d(0) + \int_0^t f_d(\tau) \frac{\partial i_d(t-\tau)}{\partial t} d\tau, \quad (6)$$

где $i_q(0)$, $i_d(0)$ — начальные значения токов.

Для решения интегральных уравнений применяется ряд способов и особенно распространены способы последовательных приближений и интегрированных ядер. Используется также преобразование интегральных уравнений в дифференциальные. Если уравнение линейное, а ядро представляет собой биноминальный ряд по параметру, то указанное преобразование получается дифференцированием интегрального уравнения по параметру $(m+1)$ раз, где m — показатель высшей степени ряда ядра, а порядок полученного дифференциального уравнения равен m .

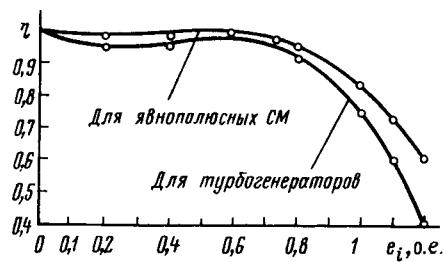


Рис. 1. Зависимости кривых коэффициентов насыщения η от внутренней э. д. с.

При исследовании СМ токи и переходные функции целесообразно представить в виде суммы показательных функций [1], поэтому предлагается использовать другой способ преобразований. После дифференцирования интегрального уравнения по параметру находятся интегралы типа

$$\int_0^t f_d(\tau) e^{-\gamma_1 \tau} d\tau; \quad \int_0^t f_d(\tau) e^{-\gamma_2 \tau} d\tau, \dots \quad (7)$$

Значения этих интегралов подставляются в исходное интегральное уравнение, которое таким образом преобразуется в дифференциальное. Например, если принять, что периодическая составляющая тока i_d равна

$$i_d = B_{d0\eta} + B_{d1\eta} e^{\gamma_1 t}, \quad (8)$$

что обычно принимается для СМ без демпферной обмотки, то после дифференцирования уравнения (6) по параметру t и применения изложенного способа (см. приложение), получаем дифференциальное уравнение для переходной функции

$$\frac{df_{d\eta}}{dt} + a_1 f_{d\eta} = b_1 u_q, \quad (9)$$

где

$$a_1 = -\gamma_1 \frac{B_{d0\eta}}{B_{d0\eta} + B_{d1\eta}}; \quad b_1 = \frac{\gamma_1}{B_{d0\eta} + B_{d1\eta}}, \quad (10)$$

причем индексы η характеризуют, что величины определены с учетом насыщения, т. е. токами в режимах с насыщенной магнитной системой, например, при набросе или изменении активно-индуктивной нагрузки.

Для СМ с демпферной обмоткой

$$i_d = B_{d0\eta} + B_{d1\eta} e^{\gamma_1 t} = B_{d2\eta} e^{\gamma_2 t}. \quad (11)$$

В этом случае интегральное уравнение (6) дифференцируется по параметру дважды и после подстановки интегралов (7) в (6) получаем следующее дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 f_{d\eta}}{dt^2} + a_2 \frac{df_{d\eta}}{dt} + b_2 f_{d\eta} = F_{d\eta}, \quad (12)$$

где

$$F_{d\eta} = \frac{u_q \gamma_2}{B_{d0\eta} + B_{d1\eta} + B_{d2\eta}}; \quad (13)$$

значения коэффициентов a_2 , b_2 приведены в приложении.

Для переходной функции f_q по оси q производится аналогичное преобразование. Наконец, если формула (11) содержит t переменных составляющих, то указанным способом получаем дифференциальное уравнение порядка m .

В уравнениях (2) — (4) насыщение учитывается в переходных функциях f_d , f_q , f_i , а в уравнениях (9), (12) — в выражениях для токов или в коэффициентах, определяемых ими. Таким образом, переходные функции с учетом насыщения можно определить двумя способами: использовать осциллограммы переходных процессов при насыщенной магнитной цепи СМ (например, при изменении активно-индуктивной нагрузки), или же, определив коэффициент насыщения η , учитывать его в выражениях переходных функций, полученных из осциллограмм для режима с ненасыщенной магнитной цепью (например, при коротком замыкании СМ).

По известным переходным функциям f_d , f_q , f_i токи i_d , i_q , i_f находятся из интегральных уравнений (2) — (4), преобразовывая которые в дифференциальные уравнения нецелесообразно из-за громоздкости операций. Эти уравнения должны решаться одним из указанных способов либо путем преобразования их в алгебраические уравнения [1]. При анализе процессов с учетом изменения насыщения и угловой скорости ротора ω_r СМ исходные нелинейные уравнения обычно целесообразно линеаризовать. Разработан ряд способов линеаризации. Используем здесь способ малых приращений, полагая

$$\left. \begin{array}{l} u_d = U_{d0} + \Delta u_d; f_d = F_{d0} + \Delta f_d; \\ u_q = U_{q0} + \Delta u_q; f_q = F_{q0} + \Delta f_q; \\ i_d = I_{d0} + \Delta i_d; f_G = F_{G0} + \Delta f_G; \\ i_q = I_{q0} + \Delta i_q; \omega_r = \Omega_{r0} + \Delta \omega_r. \end{array} \right\} \quad (14)$$

При этом промежутки времени принимаются столь малыми, что произведения приращений допустимо считать равными нулю. В результате из исходных интегральных уравнений (2), (3) получаем следующие линейные дифференциальные уравнения для приращений:

$$\Delta u_d = \Delta i_d r + \frac{d \Delta f_G}{dt} U_{f0} + F_{G0} \frac{d \Delta u_f}{dt} + F_{d0} \frac{d \Delta i_d}{dt} +$$

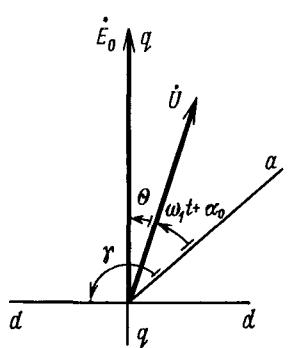


Рис. 2. Векторная диаграмма явнополюсной СМ: E_0 — вектор э. д. с. холостого хода; U — вектор напряжения; ω_r — синхронная угловая скорость вращения ротора; α_0 — угол между вектором U и осью фазы a в начальный момент времени

$$+ I_{d0} \frac{d \Delta f_d}{dt} - \Omega_{r0} [F_{q0} \Delta i_q + \Delta f_q I_{q0}] - \Delta \omega_r I_{q0} F_{q0}; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_q = & \Delta i_q r + F_{q0} \frac{d \Delta i_q}{dt} + I_{q0} \frac{d \Delta f_q}{dt} + \\ & + \Omega_{r0} [\Delta f_G U_{f0} + F_{G0} \Delta u_f + F_{d0} \Delta i_d + I_{d0} \Delta f_d] + \\ & + \Delta \omega_r I_{d0} F_{d0}. \end{aligned} \quad (16)$$

Изменение угловой скорости ротора ω_r синхронного генератора определяется по уравнению динамики

$$M_d - M_s = J \frac{d \omega_r}{dt}, \quad (17)$$

где M_d — вращающий момент приводного двигателя (турбины, дизеля и т. п.); J — момент инерции; M_s — электромагнитный вращающий момент, причем в относительных единицах

$$M_s = \psi_d i_q - \psi_q i_d. \quad (18)$$

Уравнение (18) может быть линеаризовано указанным выше способом.

Определим угол θ (рис. 2), характеризующий положение оси ротора относительно оси вращающего поля, т. е. нагрузку на СМ. Из рис. 2 имеем

$$\gamma = \pi/2 + \theta + (\omega_r t + \alpha_0), \quad (19)$$

где α_0 — угол, определяющий начальное положение вектора напряжения относительно фазы a . После дифференцирования по t из (19) находим

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r s, \quad (20)$$

так как $\frac{d\gamma}{dt} = \omega_r$. Отсюда получаем

$$\theta = \omega_r \int_0^t s dt + \theta_0, \quad (21)$$

где θ_0 — начальное значение θ .

Скольжение s находим из уравнения

$$M_d - M_s = T_j \frac{ds}{dt}, \quad (22)$$

где T_j — постоянная времени:

$$T_j = 2,74 G D^2 n_1^2 10^{-6} / P_n, \quad (23)$$

где $G D^2$ — маховой момент вращающихся масс СМ, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$; n_1 — синхронная скорость вращения, об/мин, P_n — номинальная мощность СМ, кВ·А.

Пример. Имеются данные об изменении напряжения и тока статора СМ при набросе активно-индуктивной нагрузки $\cos \varphi = 0,8$ (см. таблицу), а также данные анализа осциллограммы токов короткого замыкания синхронного генератора 1200 кВт. Требуется определить переходные функции f_{dq} , f_q с учетом насыщения магнитной цепи, которые затем можно использовать для исследования соответствующих режимов.

В этом случае целесообразно преобразовать интегральное уравнение (6) в дифференциальное типа (12), которое в рассматриваемом конкрет-

$t, \text{ с}$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50	0,60
$u, i, \text{ о. е.}$	0,90	0,885	0,866	0,867	0,885	0,881	0,878	0,965	1,02	1,0
$\theta, \text{ град}$	0	0,22	0,87	1,96	3,49	5,45	7,85	13,95	21,8	21,8
$\psi = 0 + \varphi$	37	37,2	37,9	39,0	40,5	42,5	44,9	51,0	58,8	58,8
$i_d = i \sin \psi$	0,54	0,53	0,53	0,55	0,58	0,60	0,62	0,75	0,88	0,54
$i_q = i \cos \psi$	0,72	0,71	0,68	0,68	0,67	0,68	0,62	0,61	0,53	0,72
e_i	1,01	0,997	0,974	0,976	0,992	0,987	0,961	1,04	1,05	1,04
η	0,73	0,753	0,782	0,779	0,749	0,766	0,798	0,693	0,679	0,73

ном случае с учетом данных короткого замыкания имеет вид

$$\frac{d^2 f_d}{dt^2} + 40,20 \frac{df_d}{dt} + 38,44 f_d = 41,90. \quad (24)$$

Из этого уравнения получаем значение f_d для ненасыщенного состояния СМ:

$$f_d = 1,10 - 0,91 e^{-0,98t} - 0,06 e^{-42t}. \quad (25)$$

Для переходной функции f_q интегральное уравнение (5) преобразуется в дифференциальное первого порядка:

$$\frac{df_q}{dt} + 16,67 f_q = 9, \quad (26)$$

откуда

$$f_q = 0,60 - 0,33 e^{-16,7t}. \quad (27)$$

Рассчитаем переходную функцию $f_{d\eta}$ с учетом насыщения магнитной цепи для потока взаимоиндукции по формуле

$$f_{d\eta} = - \left[\left(\frac{U_0}{B_{d0}} + x_\sigma \right) \eta - x_\sigma \right] - \\ - \left\{ \frac{U_0}{B_{d0} + B_{d1}} - \left[\left(\frac{U_0}{B_{d0}} + x_\sigma \right) \eta - x_\sigma \right] \right\} e^{\alpha_1 t} + \\ + U_0 \left(\frac{1}{B_{d0} + B_{d1}} - \frac{1}{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}} \right) e^{\alpha_2 t}, \quad (28)$$

где

$$\alpha_1 = \frac{\gamma_1}{\eta} \frac{B_{d0} + B_{d1}}{B_{d0}}, \quad \alpha_2 = \gamma_2 \frac{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}}{B_{d0} + B_{d1}},$$

x_σ — индуктивное сопротивление обмотки статора.

Используя методику [1] для определения B_{d0} , B_{d1} , B_{d2} , γ_1 и γ_2 по данным осциллографии короткого замыкания, представляем формулу (28) в вычисленной форме:

$$f_{d\eta} = (1,03\eta + 0,07) + (0,11 - 1,03\eta) e^{\frac{-0,98t}{\eta}} - \\ - 0,06 e^{-42t}. \quad (29)$$

Для определения коэффициента насыщения η находим внутреннюю э. д. с. e_i по известной формуле

$$e_i = \sqrt{(U \cos \theta + i_d x_\sigma)^2 + i_q^2 (F_{q0} - x_\sigma)^2}. \quad (30)$$

Угол θ рассчитывается по формулам (21), (22) в предположении, что $M_d = M_s = 0,85$ о. е., что соответствует принятым условиям. В таблице приведены результаты расчета основных величин в функции времени. На рис. 3 показаны кривые измене-

ния внутренней э. д. с. e_i , угла θ и коэффициента насыщения η , построенных по данным таблицы. Как видно, коэффициент η , отличаясь от единицы примерно на 30 %, остается величиной почти постоянной, что часто и принимается при расчетах. Угол θ изменяется от нуля на холостом ходу до 21,8 град после включения нагрузки, что должно учитываться при расчетах. На рис. 4 показано изменение переходной функции f_d для ненасыщенной СМ и $f_{d\eta}$ для насыщенной в полулогарифмическом масштабе, т. е. на этом рисунке экспоненты преобразованы в прямые. Отсюда видно, что величины f_d и $f_{d\eta}$ значительно различаются, и это следует учитывать при исследованиях статической устойчивости, набросах активно-индуктивной нагрузки и других режимах с насыщенной магнитной системой СМ.

Приложение. В соответствии с (8)

$$i_d(t - \tau) = B_{d0\eta} + B_{d1\eta} e^{\gamma_1(t - \tau)}. \quad (\Pi-1)$$

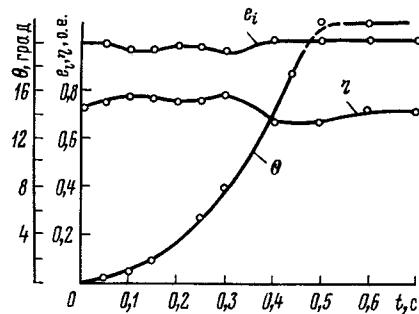


Рис. 3. Зависимость угла θ , внутренней э. д. с. e_i и коэффициента насыщения η от времени

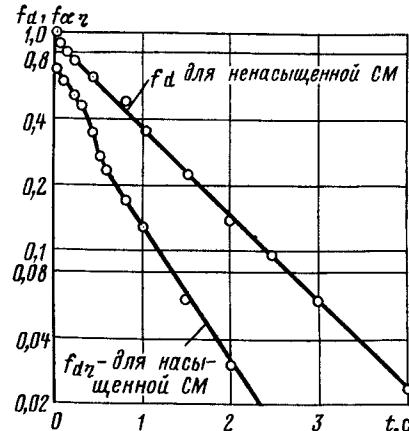


Рис. 4. Переходные функции f_d , $f_{d\eta}$ при изображении в полулогарифмическом масштабе

Подставляем (П-1) в уравнение (6):

$$u_d = f_d i_d(0) + \int_0^t i'_d(t) f_d(\tau) e^{-\gamma_1 \tau} d\tau. \quad (\text{П-2})$$

Дифференцируем (П-2) по параметру t , полагая $u_d = \text{const}$:

$$\frac{df_d}{dt} i_d(0) + \int_0^t i''_d(t) f_d(\tau) e^{-\gamma_1 \tau} d\tau + i'_d(0) f_d = 0. \quad (\text{П-3})$$

Находим из (П-3) $\int_0^t f_d(\tau) e^{-\gamma_1 \tau} d\tau$ и, подставляя в (П-2), получаем дифференциальное уравнение (9).

Аналогично получается дифференциальное уравнение (12), если изменение тока описывается формулой (11), что обычно принимается для СМ с демпферной обмоткой; причем в уравнении (12)

$$a_2 = -\frac{B_{d0}\gamma_1}{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}} + \frac{(B_{d0} + B_{d1})(\gamma_1 - \gamma_2)}{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}} - \gamma_i, \quad (\text{П-4})$$

$$b_2 = \gamma_1 \gamma_2 + \gamma_2(\gamma_2 - 1) + \frac{(B_{d0} + B_{d1})(\gamma_1 - \gamma_2)}{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}} (\gamma_1 + \gamma_2 - 1) + \frac{B_{d0}\gamma_1(1 - \gamma_1)}{B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}} \quad (\text{П-5})$$

В этих выражениях B_{d0} , B_{d1} зависят от коэффициента насыщения η ; суммы $B_{d0} + B_{d1}$, $B_{d0} + B_{d1} + B_{d2}$ и γ_1 , γ_2 практически не зависят от η .

Выводы. 1. При определении переходных функций целесообразно для решения интегральных уравнений Вольтерра использовать преобразование их в дифференциальные. Способ преобразования обосновывается в статье. При определении же токов и других величин по переходным функциям используются интегральные уравнения вида (2), (3), так как их преобразование в дифференциальные оказывается громоздким.

2. Исходные нелинейные интегральные уравнения можно линеаризовать и тем самым упростить определение основных величин исследуемого электромеханического режима.

3. Использование переходных функций позволяет в общем случае исследовать переходные динамические режимы СМ с учетом нелинейностей, изменения ω , или угла θ , а также в случаях, если параметры неизвестны. Это расширяет границы исследования и позволяет приблизить расчет к анализу реальных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трещев И. И., Копылов А. И., Прохоров В. А. Исследование синхронных машин по данным типовых режимов.— Электричество, 1989, № 6.
2. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины.— М.— Л.: Госэнергопиздат, 1950.
3. Веретениников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах.— Л.: Судостроение, 1975.
4. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока.— Л.: Энергия, 1980.

[18.01.90]

Сообщения

УДК 62-83.001.2

Анализ амплитудно-частотной характеристики двухмассовой системы электропривода по обобщенным показателям электромеханического взаимодействия

ЗАДОРОЖНИЙ Н. А., канд. техн. наук, ДРЫГА А. И., инж.

Краматорский индустриальный институт

При создании электроприводов машин и механизмов на этапе проектирования необходимо учитывать наличие упругих связей в механических передачах. Пульсирующий или периодический характер нагрузки рабочего органа машины приводит к вынужденным колебаниям в электромеханической системе привода, что отрицательно влияет на качество выполнения технологического процесса и долговечность электрического и механического оборудования. Колебательные явления такого рода характерны для электропривода роторного колеса экскаватора, горных машин, машин непрерывного литья заготовок, вибраторов с дебалансным вибровозбудителем, насосов и воздуховодных машин. Вынужденные колебания оказывают влияние на усталостную прочность механического оборудования в связи с возникновением резонансных явлений. Колебания тока якоря двигателя вызывают его вибрацию и дополнительный нагрев, ухудшают коммутацию, перегружают преобразователь.

Анализ вынужденных колебаний с учетом упругих связей привода для выявления действительных динамических нагрузок и эффективных способов их снижения имеет важное практическое значение. Разработка простых и доступных методов анализа и оптимизации электромеханической системы привода в указанном смысле представляет собой актуальную задачу.

При решении задачи ограничимся достаточно широким классом электроприводов постоянного тока, динамические свойства которых описываются двухмассовой расчетной схемой. На рис. 1 приведена структурная схема таких электроприводов с общепринятыми обозначениями в относительной форме записи параметров:

$$m_d = i_d = I_d / I_{d,n}; \quad m_y = i_y = M_y / M_n; \quad m_c = M_c / M_n; \quad v = \omega / \omega_n; \\ T_m = J_n \omega_n / M_n; \quad T_{m2} = J_2 \omega_n / M_n; \quad T_c = C_{12}^{-1}; \quad C_{12} = c_{12} \omega_n / M_n; \\ T_s = L_d / R_d; \quad K_i = U_n / I_n R_d.$$

Вынужденные колебания момента сил сопротивления изменяются по гармоническому закону:

$$m_c = \frac{M_{max}}{M_n} \sin \Omega t, \quad (1)$$

где M_{max} — амплитудное значение момента сил сопротивления; Ω — угловая частота вынужденных колебаний.

Значения $M_{c,max}$ и Ω для конкретного электропривода определяют особенности технологического процесса.

Внутренним вязким трением в упругом механическом звене пренебрегаем, что позволяет выявить предельные значения амплитуд вынужденных колебаний [1]. В соответствии с общими принципами анализа сложных электромеханических систем (ЭМС) запишем передаточные функции (2) — (5) по управляющему и возмущающему воздействиям для регулируемых координат, характеризующих динамические нагрузки на электрическое и механическое оборудование:

$$W_1(p) = \frac{i_d(p)}{u(p)} = T_m p (T_y^2 p^2 + 1) W(p); \quad (2)$$

$$W_2(p) = \frac{m_y(p)}{u(p)} = T_{m2} p W(p); \quad (3)$$

$$W_3(p) = \frac{m_y(p)}{m_c(p)} = \left(\frac{T_m T_s}{K_i} p^2 + \frac{T_{m1}}{K_i} p + 1 \right) W(p); \quad (4)$$

$$W(p) = \frac{i_d(p)}{m_c(p)} = \\ = \frac{K_i}{T_m T_y^2 p^2 + T_m T_y^2 p^3 + (K_i T_y^2 + T_m T_s) p^2 + T_m p + K_i}, \quad (5)$$

где $T_m = T_{m1} + T_{m2}$ — суммарная механическая постоянная времени привода; $\gamma = (T_{m1} + T_{m2}) / T_{m1}$ — коэффициент соотношения инерционных масс привода.

Качество переходных процессов $i_d(p)$, $m_y(p)$ при управляющем воздействии (передаточные функции (2), (3) для двухмассовой ЭМС) в электроприводах рассматриваемого класса обеспечивается формированием сигнала управления $u(p)$ по линейному закону (например, задатчиком интенсивности), и специальных требований в этой части к электроприводам не предъявляется. Значительный же уровень динамических

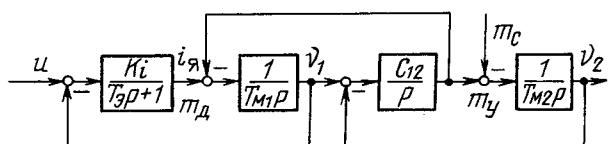


Рис. 1. Структурная схема электропривода постоянного тока

нагрузок в ЭМС возникает в режимах возмущающего воздействия, описываемых передаточными функциями (4), (5), в том числе и по закону (1).

Следуя логике решения задач ограничения динамических нагрузок на электрическое и механическое оборудование, анализ начнем с передаточной функции (5), описывающей изменение тока якоря (основной движущей координаты электропривода) при возмущающем воздействии m_c .

При электромеханическом взаимодействии в полной ЭМС колебания тока якоря вызывают повышение нагрева двигателя и вентильного преобразователя, ухудшают коммутацию двигателя, усиливают его вибрацию. При неучете влияния упругих механических связей на колебания тока якоря двигателя рассматриваемых приводов возникают ошибки при выборе мощности двигателя и преобразователя [2].

Согласно теории колебаний полную ЭМС представим в виде двух подсистем — парциальной электрической (ЭП) и механической (МП) [3]. Парциальная ЭП описывается передаточной функцией типового колебательного звена

$$W_s(p) = \frac{1}{T_0^2 p^2 + 2\xi_a T_0 p + 1}, \quad (6)$$

$$\text{где } T_0^2 = \frac{1}{\Omega_{12}^2} = T_{m1} T_s / K_i; \quad \xi_a = \frac{1}{2} \sqrt{T_{m1} / K_i T_s}.$$

При коэффициенте демпфирования $0 < \xi_a < 1$, обеспечиваемом собственно двигателем, процессы в ЭП будут колебательными с частотой собственных колебаний Ω_{12} .

Парциальная МП при принятых допущениях описывается передаточной функцией консервативного звена

$$W_m(p) = \frac{\gamma - 1}{\gamma} \frac{1}{T_y^2 p^2 + 1}, \quad (7)$$

где $T_y^2 = \frac{1}{\Omega_{12}^2} = T_{m1} T_{m2} / C_{12} (T_{m1} + T_{m2})$; Ω_{12} — частота собственных колебаний двухмассовой системы без учета влияния демпфирования ЭП.

Электромеханическое взаимодействие процессов, ЭП и МП в полной ЭМС удобно характеризовать тремя обобщенными показателями электромеханического взаимодействия [4]:

коэффициентом электромеханического взаимодействия

$$K_b = \Omega_{12}^2 / \Omega_s^2 = T_{m1} T_s / K_i T_y^2, \quad (8)$$

коэффициентом демпфирования парциальной ЭП

$$\xi_a = \frac{1}{2} \sqrt{T_{m1} / K_i T_s}, \quad (9)$$

и коэффициентом соотношения инерционных масс двигателя и механизма γ .

Передаточная функция (5) с учетом принятой формы нормирования (8), (9) принимает следующий вид:

$$W(p) = \frac{i_s(p)}{m_c(p)} = \\ = \frac{1}{\gamma K_b T_y^4 p^4 + 2\xi_a \gamma \sqrt{K_b} T_y^3 p^3 + \gamma (1 + K_b) T_y^2 p^2 + 2\xi_a \gamma \sqrt{K_b} T_y p + 1}. \quad (10)$$

После подстановки $p = j\Omega$ и несложных преобразований получим выражение для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ЭМС:

$$|A\left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)| = \\ = \frac{1}{\left[\gamma K_b \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^4 - \gamma (1 + K_b) \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^2 + 1\right]^2 + 4\xi_a^2 \gamma^2 K_b} \\ \times \left[\left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^3 - \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)\right]^2, \quad (11)$$

которое характеризует частотные свойства ЭМС при периодическом возмущающем воздействии m_c . Фазочастотная характеристика (ФЧХ) ЭМС определяется тогда зависимостью

$$\operatorname{tg} \varphi \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right) = \frac{2\xi_a \sqrt{K_b} \left[\left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^3 - \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)\right]}{\gamma K_b \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^4 - \gamma (1 + K_b) \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^2 + 1}. \quad (12)$$

Анализ частотных свойств ЭМС по зависимостям (11), (12) дает значительные преимущества, так как позволяет абстрагироваться от множества конкретных частных параметров привода и избавиться от бессистемного поиска оптимального соотношения параметров. Вид АЧХ и ФЧХ, как следует из формул (11), (12), определяется тремя безразмерными обобщенными показателями K_b , ξ_a и γ , которые имеют физический смысл и известные пределы.

Практическая ценность полученных обобщенных зависимостей для анализа частотных свойств ЭМС с двухмассовой МП заключается в том, что предлагаемые показатели позволяют на этапах проектирования наиболее просто учесть взаимосвязь электрических, механических и технологических параметров рассматриваемого класса машин.

При решении поставленной задачи имеется возможность ограничения амплитуды колебаний тока якоря i_s (ЭП) и одновременно момента T_y в упругой МП (стационарной части вынужденных колебаний), демпфирования колебаний собственной частоты Ω_{12} , если воспользоваться дополнительными возможностями, предоставляемыми при определенных условиях электроприводом. Известно, что при наличии в ЭМС электромеханической связи [1] электропривод оказывает демпфирующее действие на возникающие колебания в упругой МП. При электромеханическом взаимодействии колебательной ЭП с МП свойства консервативного звена (7) последней утрачиваются, часть энергии упругих механических колебаний отводится в ЭП и в ней рассеивается. Максимально возможный (пределный) эффект электромеханической связи ЭП и МП и в полной ЭМС достигается при $K_b = K_b^* = 1/\gamma$ [4]. В этом случае передаточную функцию ЭМС (10) можно представить уже в виде двух взаимодействующих колебательных звеньев:

$$W(p) = \frac{i_s(p)}{m_c(p)} = \\ = \frac{1}{(T_y^2 p^2 + 2\xi_s T_y p + 1)(T_y^2 p^2 + 2\xi_m T_y p + 1)}, \quad (13)$$

где ξ_s , ξ_m — коэффициенты демпфирования колебаний соответственно во взаимосвязанных электрической и механической подсистемах полной ЭМС.

Таким образом, чтобы передаточная функция (13) была адекватна передаточной функции (10), необходимо соблюдать следующие условия:

$$\left. \begin{aligned} K_b^* &= 1/\gamma; \\ \xi_d &= (\xi_s + \xi_m)/\sqrt{\gamma}; \\ 4\xi_s \xi_m &= \gamma - 1. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

При выполнении условий (14) передаточная функция (10), описывающая в нормированном виде исследуемые процессы в ЭМС, представляется в виде двух последовательно включенных направленных колебательных звеньев (13) с собственной частотой $\Omega_s^* = \Omega_m^* = 1/T_y$ и коэффициентами демпфирования ξ_s , ξ_m . Такое представление позволяет системно влиять (при оптимизации процессов в указанном выше смысле) на динамические (частотные) свойства ЭМС, которые однозначно определяются параметрами колебательного звена. Немаловажным является то, что при этом не теряется информация о динамических показателях процессов как в ЭП (Ω_s^* , ξ_s), так и в МП (Ω_m^* , ξ_m), из передаточной функции (13) виден механизм взаимодействия ЭП и МП — это обмен энергией при колебаниях. Из (14) следует важный вывод — электромеханическое взаимодействие с использованием демпфирующего эффекта возможно только при определенном соотношении собственных частот колебаний ЭП и МП (нормирование K_b) и определенном соотношении параметров ЭП (нормирование ξ_d), причем K_b и ξ_d , в свою очередь, зависят от коэффициента соотношения инерционных масс γ .

Условия (14) и зависимости (8), (9) при общем подходе ограничения динамических нагрузок для гармонического возмущающего воздействия дают возможность сформировать заданные частотные свойства ЭП и МП полной ЭМС. Следует принимать во внимание, что в соответствии с требованиями к режимам работы двигателя и механической передачи можно рационально «перераспределить» демпфирование в полной ЭМС между МП и ЭП ($4\xi_s \xi_m = \gamma - 1$). Но при этом $0 < \xi_m < \xi_s$, так как гашение колебаний во взаимодействующей ЭМС обеспечивается собственно электродвигателем ($\xi_d = (\xi_s + \xi_m)/\sqrt{\gamma}$).

При достижении предельного эффекта электромеханической связи МП и ЭП ($K_b^* = 1/\gamma$) возможен случай, когда не часть, а вся энергия упругих механических колебаний будет отводиться в ЭП и там рассеиваться. Колебания в МП и ЭП при этом закончатся одновременно, что осуществляется только при $\xi_s = \xi_m$ (для предельной электромеханической связи, когда $K_b = K_b^* = 1/\gamma$, $\Omega_s^* = \Omega_m^* = 1/T_y$). Длительность колебательных процессов в полной ЭМС тогда будет минимальна, а процессы в ЭП и МП будут идентичны. Из условий (14) получим условия для случая использования предельного демпфирующего эффекта электропривода с ограничением вынужденных амплитуд колебаний координат $i_y(t)$, $m_y(t)$ ЭМС:

$$\left. \begin{aligned} K_b &= K_b^* = 1/\gamma; \\ \xi_d &= \xi_d^* = \sqrt{(\gamma - 1)/\gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Коэффициент демпфирования во взаимодействующих МП и ЭП полной ЭМС при выполнении условий (15) будет определяться тогда, как следует из условий (14), при $\xi_s = \xi_m$ зависимостью

$$\xi_0 = \xi_0^* = \frac{1}{2}\sqrt{\gamma - 1}. \quad (16)$$

Предлагаемый подход к решению поставленной задачи имеет преимущества по сравнению с методом стандартных коэффициентов характеристического уравнения (биноминальное распределение, формы Баттерворта и т. д.), применяемым авторами в [5]. Приведение характеристического уравнения к типовым норми-

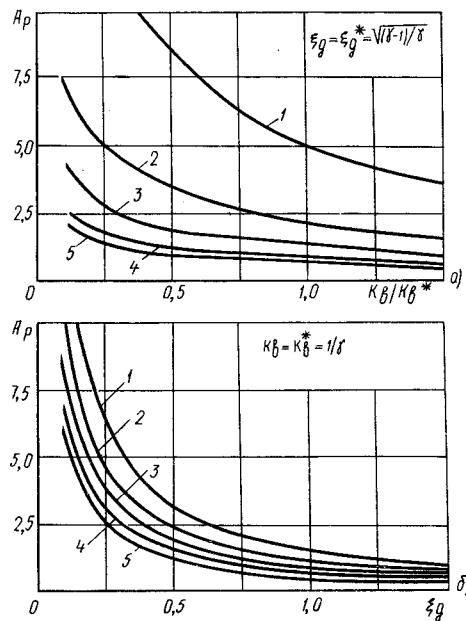


Рис. 2. Графики зависимостей амплитуд электромеханического резонанса в функции обобщенных показателей: 1 — $\gamma=1,2$; 2 — $\gamma=1,5$; 3 — $\gamma=2,0$; 4 — $\gamma=3,0$; 5 — $\gamma=5,0$; а — $A_p = f(K_b)$; б — $A_p = f(\xi_d)$

рованным уравнениям исключает возможность выявить особенности электромеханического взаимодействия ЭП и МП (близость частот Ω_s и Ω_m , процессы обмена энергией колебаний). Да и физическая картина влияния отдельных параметров ЭМС на затухание процессов в МП и ЭП скрыта в полученных обобщенных коэффициентах нормированного уравнения высокого порядка, которые не всегда удается физически реализовать.

А как следует из (14), (15), важны не только значения параметров ЭМС (T_m , T_s , γ , T_y), но и соотношения между ними ($\xi_d = \xi_d^*$).

Учитывая условия (15), (16), можно получить выражение для АЧХ ЭМС с предельным демпфированием:

$$A\left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right) = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^2\right]^2 + (\gamma - 1)\left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}}\right)^2}. \quad (17)$$

Практически не всегда удается реализовать предельные значения обобщенных показателей (15) для конкретного электропривода. Поэтому для определения рациональных границ вариации K_b , ξ_d , γ была произведена оценка степени их влияния (значимости) на величину резонансного пика АЧХ. Расчеты выполнялись на ЭВМ. На рис. 2 представлены (в отн. ед.) графики зависимостей амплитуд электромеханического резонанса A_p от K_b и ξ_d для различных γ . Установлено, что значительный эффект ограничения амплитуды электромеханического резонанса достигается при различных γ в пределах $0 < K_b \leq K_b^*$, $0 < \xi_d \leq \xi_d^*$. Значительного снижения A_p за счет вариации γ можно ожидать только при $1,1 < \gamma < 5$, так как при $\gamma \geq 5$ разница между кривыми становится незначительной. Действительно, при $\gamma=5$ для предельного случая ограничения амплитуды вынужденных колебаний, когда соблюдаются условия (15), получается, что коэффициент демпфирования в полной ЭМС согласно зависимости (16) принимает критическое значение $\xi_d^* = 1$ и, следовательно, при $\gamma \geq 5$ частотные свойства ЭМС описываются четырьмя последовательно включенными апериодическими звеньями. На

соответствующих графиках АЧХ резонансный пик при этом отсутствует.

Для случая, когда $\Omega/\Omega_{12}=1$ (чисто механический резонанс), значения $|A(\Omega/\Omega_{12})|$ не зависят от способа изменения обобщенных показателей K_b и ξ_d и определяются только коэффициентом соотношения инерционных масс γ , т. е.

$$|A\left(\frac{\Omega}{\Omega}\right)| = \frac{1}{\gamma - 1}. \quad (18)$$

Этот вывод (18) согласуется с результатами анализа АЧХ с нормированием коэффициентов характеристического уравнения по способу работы [6].

Применить рекомендации (14), (15) по ограничению амплитуд вынужденных колебаний в электроприводе возможно на этапе проектирования путем соответствующего выбора динамических параметров ЭМС по значениям обобщенных параметров K_b , ξ_d и γ .

Совместное рассмотрение зависимостей (8) и (9) позволяет выразить динамические параметры — электромагнитную постоянную времени T_s и электромеханическую постоянную времени электродвигателя T_{m1}/K_i — через обобщенные показатели

$$\begin{aligned} T_s &= \sqrt{K_b T_y / 2 \xi_d}; \\ \frac{T_{m1}}{K_i} &= 2 \sqrt{K_b \xi_d T_y}. \end{aligned} \quad (19)$$

Если принять во внимание условия (15) и зависимости (19), можно получить следующие соотношения:

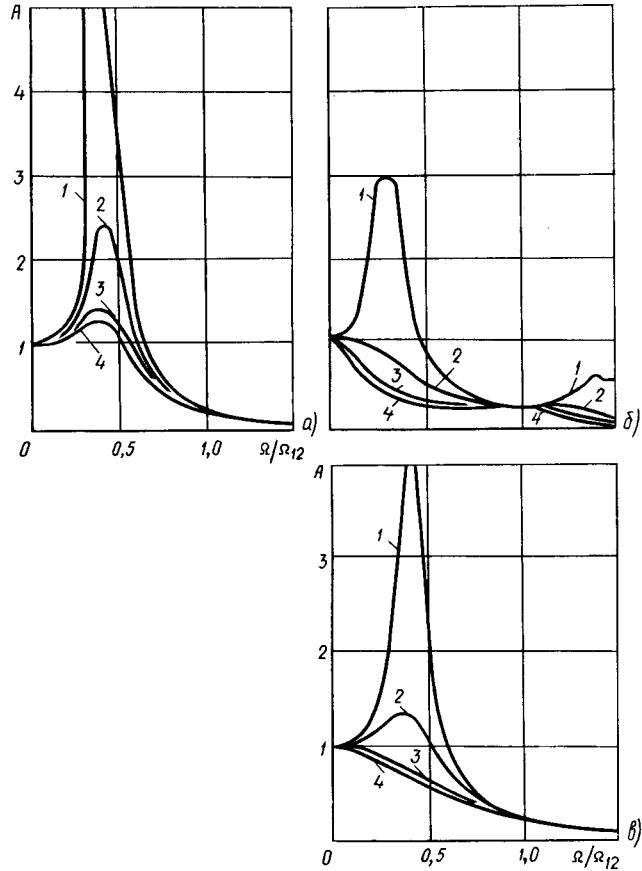


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики электропривода: $a - K_b = 0,25/\gamma$; $b - K_b = 4/\gamma$; $c - K_b = 1/\gamma$; $\gamma = 5$; $1 - \xi_d = 0,1$; $2 - \xi_d = 0,5$; $3 - \xi_d = \sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}}$; $4 - \xi_d = 1,0$

$$= 0,1; 2 - \xi_d = 0,5; 3 - \xi_d = \sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}}; 4 - \xi_d = 1,0$$

$$\left. \begin{aligned} T_s &= T_y / 2 \sqrt{\gamma - 1}; \\ \frac{T_{m1}}{K_i} &= \frac{2 \sqrt{\gamma - 1} T_y}{\gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Выбор параметров разомкнутой ЭМС по соотношениям (20) обеспечивает предельное для данного коэффициента соотношения инерционных масс γ демпфирование, когда согласно зависимости (16) $\xi_s = \xi_m = \xi_0^*$. Коэффициент демпфирования, обеспечиваемый собственно электродвигателем, в предельном случае $0 < \xi_d^* < 1$ при любых значениях γ . Этим подтверждается правильность физических предпосылок процесса демпфирования вынужденных колебаний электроприводом — динамический гаситель возникающих в МП колебаний должен на них откликаться (взаимодействовать).

Следует отметить, что имеется принципиальная возможность компромиссных решений, если исходить из условий (14). Так, например, для приводов с $1,1 < \gamma < 2$ имеет смысл принимать значение коэффициента демпфирования ЭП полной ЭМС несколько больше оптимального (предельного) $\xi_s > \xi_0^*$ за счет некоторого уменьшения ξ_m . Иначе при предельном демпфировании ЭП будет представлять собой звено с малым демпфированием. В этом случае, когда $\xi_s \neq \xi_m$, демпфирование «перераспределяется» в пределах оптимального ξ_0^* , но при этом $\xi_m < \xi_0^*$.

Параметры T_{m1} , T_s конкретной разомкнутой ЭМС могут не соответствовать значениям (20), при которых обеспечивается предельное демпфирование электромеханических колебаний. Тогда для реализации предельного демпфирования в ЭМС применяют замкнутые системы с отрицательными обратными связями по регулируемым координатам (чаще всего по току якоря и по скорости электродвигателя). Если полученные результаты рассмотреть применительно к системам автоматического регулирования (САР) с последовательной коррекцией, то при аппроксимации контура регулирования тока инерционным звеном [5] с некомпенсированной постоянной времени $T_{\mu\omega} = T_s$ и при использовании пропорционального (безынерционного) регулятора скорости $K_{p,c} = K_i$ структурная схема замкнутой двухмассовой ЭМС с такой САР будет аналогична структурной схеме рис. 1 [1]. Действие внутренней обратной связи по э. д. с. скомпенсировано быстродействующим подчиненным контуром регулирования тока [5]. Эти допущения справедливы при электромеханическом взаимодействии ЭП и двухмассовой МП для всего реального диапазона частот АЧХ ЭМС [1].

С учетом принятых выше обозначений для структурной схемы (см. рис. 1) уже замкнутой ЭМС обобщенные параметры электромеханического взаимодействия будут определяться как

$$K_b = T_{\mu\omega} T_{m1} / K_{p,c} T_y^2, \quad (21)$$

$$\xi_d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{m1}}{K_{p,c} T_{\mu\omega}}}. \quad (22)$$

Предельный эффект демпфирования электромеханических колебаний с $K_b^* = 1/\gamma$, $\xi_0^* = \frac{1}{2} \sqrt{\gamma - 1}$ в замкнутой ЭМС будет обеспечиваться при выборе параметров ЭП:

$$\left. \begin{aligned} T_{\mu\omega} &= T_y / 2 \sqrt{\gamma - 1}; \\ K_{p,c} &= \gamma T_{m1} / 2 \sqrt{\gamma - 1} T_y. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Контур регулирования тока САР с последовательной коррекцией оптимизируется при этом по стандартным настройкам [1]. При рациональном перераспре-

делении демпфирования в замкнутой ЭМС возможен вариант, когда $\xi_s > \xi_0^*$, то так как $4\xi_s \xi_m = \gamma - 1$, $\xi_m < \xi_0^* = \frac{1}{2} \sqrt{\gamma - 1}$.

Практическое применение полученные результаты нашли при проектировании и создании электроприводов постоянного тока для вибровозбудителей, предназначенных для снятия внутренних напряжений в литых и сварных конструкциях [7—9].

Параметры электропривода вибровозбудителя — $T_s = 0,02$ с, $T_{m1} = 1,6$ с, $K_i = 4,4$.

Двигатель питается от тиристорного преобразователя, САР выполнена на интегральных микросхемах, некомпенсируемая постоянная времени контура регулирования тока $T_\mu = 0,002$ с. Выбор параметров ЭМС вибровозбудителя традиционным способом и разнесение частот ЭП и МП не обеспечивает ослабления амплитуды вынужденных колебаний в МП, поскольку процессы в ЭП и МП не являются взаимосвязанными. Хотя ослабления амплитуды вынужденных колебаний тока якоря i_y можно добиться (рис. 3, а, б), но вследствие слабого электромеханического взаимодействия ($K_b \neq K_b^*$) нельзя повлиять на ослабление амплитуды вынужденных колебаний координат МП, что вызовет ускоренный износ узлов механической передачи.

При соблюдении условий (15) для диапазона частот $200 < \Omega < 600$ рад/с, на которых ведется виброобработка, уже при $\Omega/\Omega_{12} > 2$ (рис. 3, в) наблюдается значительное ослабление амплитуды вынужденных колебаний i_y , и при $\Omega/\Omega_{12} = 4$ составляет менее 0,005 амплитуды возмущающего воздействия. Отсюда определяем собственную частоту упругой МП: $\Omega_{12} = \Omega/4 = 50$ рад/с ($T_y = 1/\Omega_{12} = 0,02$ с). Для исключения резонансных явлений в полной ЭМС необходимо, чтобы в соответствии с зависимостью (16) значение коэффициента демпфирования было критическим, т. е. $\xi_0^* = 1$. Это достигается выбором коэффициента соотношения инерционных масс $\gamma = 5$. Для того чтобы в ЭП и МП вибровозбудителя в равной степени (пределный случай) обеспечивалось ослабление амплитуды вынужденных колебаний $i_y(t)$, $m_y(t)$ ($\xi_s = \xi_m$), выбираются следующие параметры САР (23): некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu\omega} = T_y/2\sqrt{\gamma - 1} = T_y/4 = 0,005$ с коэффициент усиления пропорционального регулятора скорости $K_{p.c} = \gamma T_{m1}/2\sqrt{\gamma - 1} = T_y = 5 \cdot 1,6/2 \cdot 2 \cdot 0,02 = 100$.

Механическая постоянная времени вибратора $T_{m2} = T_{m1}(\gamma - 1) = 6,4$ с. Конструктору на основании расчетных данных T_{m1} , T_{m2} , Ω_{12} остается определить коэффициент жесткости из формул, приведенных при расшифровке параметров $W_m(p)$ и соответственно конструктивные размеры и материал механической передачи от двигателя к вибровозбудителю. Экспериментальные исследования электропривода вибровозбудителя с расчетными параметрами при различных скоростях (а следовательно, различных частотах вынужденных колебаний) показали хорошее совпадение экспериментальных результатов с оценками амплитуд по выражениям для АЧХ (11), (17). На рис. 4 приведена осциллограмма режима работы вибровозбудителя.

Полученные результаты анализа электроприводов, работающих при пульсирующей или периодической нагрузке, позволяют сделать заключение об удобстве и простоте использования обобщенных показателей K_b , ξ_d и γ . Предлагаемые обобщенные показатели имеют физическую трактовку, известные пределы варьирования и учитывают взаимосвязь электрических, механических и технологических параметров электроприводов. Формулы рационального (14) и оптимального (15) соотношения обобщенных показателей позволяют осуществлять по соотношениям (19), (20), (23) выбор параметров электропривода с расчетным демпфированием вынужденных колебаний в полной ЭМС (ра-

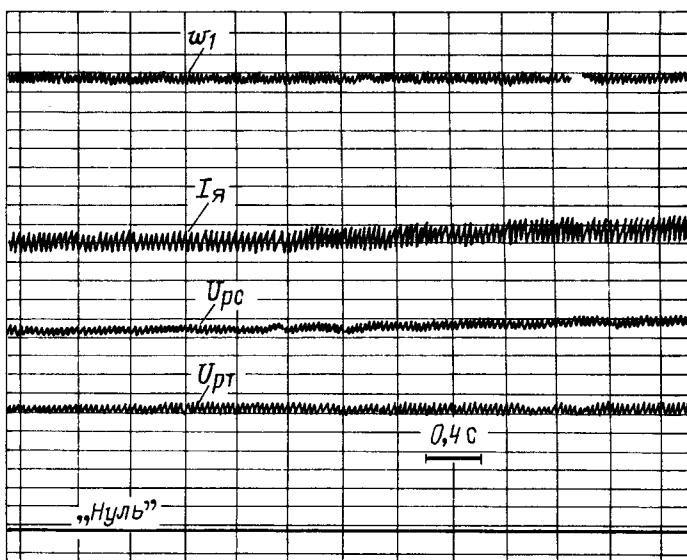


Рис. 4. Осциллограмма режима работы вибровозбудителя при обработке металлоконструкции ($\omega_1 = 500$ рад/с; $I_y = 30$ А); ω_1 — угловая скорость электродвигателя; I_y — ток в цепи якоря двигателя; $U_{p.c}$ — напряжение регулятора тока; $U_{p.s}$ — напряжение регулятора скорости

замкнутой и с отрицательными обратными связями) и обеспечить на этапе проектирования заданное ослабление амплитуд этих колебаний в МП и ЭП.

Выводы. 1. Анализ амплитудно-частотной характеристики двухмассовой системы электропривода удобно и просто производить по обобщенным показателям электромеханического взаимодействия. Практическая ценность применения обобщенных показателей для анализа заключается в том, что они учитывают взаимосвязь электрических, механических и технологических параметров электроприводов, работающих с пульсирующей или периодической нагрузкой.

2. Полученные соотношения для выбора параметров рекомендуется использовать на этапе проектирования электроприводов, что позволит ограничить динамические нагрузки и увеличить срок службы механического и электрического оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода — М.: Энергия, 1979.
- Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода — М.: Энергия, 1971.
- Стрелков С. П. Введение в теорию колебаний. — М.: Наука, 1964.
- Земляков В. Д., Задорожний Н. А. О демпфировании электроприводом постоянного тока упругих электромеханических колебаний. — Изв. вузов. Электромеханика, 1984, № 5.
- Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г., Иванов Г. М. Учет упруго-вязких связей при построении систем управления приводами. — Электричество, 1981, № 3.
- Бургин Б. Ш. Анализ амплитудно-частотной характеристики электропривода с упругой связью при вариации параметров электромеханической системы. — Электричество, 1968, № 10.
- Дрыга А. И. Оборудование для вибrostабилизирующей обработки корпусных деталей. — Энергомашстройние, 1987, № 7.
- Дрыга А. И. Виброкомплексы для стабилизирующей обработки литых и сварных деталей. — Станки и инструменты, 1990, № 6.
- Патент 4928554 США, МКИ Г 16 Н, 33/10. Вибровозбудитель / А. И. Дрыга, В. М. Алексеев, С. А. Половой. — Опубл. 29.05.90.

[19.02.91]

Расчет электромагнитных переходных процессов в массивных витках электромашинного генератора периодических импульсов тока

ЧЕМЕРИС В. Т., канд. техн. наук, ПОДОЛЬЦЕВ А. Д., канд. техн. наук, ГРЕБЛЕВ В. И., инж.

Институт электродинамики АН УССР

Принцип действия компрессионного генератора (КГ) периодических импульсов тока основан на сжатии (компрессии) магнитного потока при периодическом изменении взаимной индуктивности между однофазными обмотками статора и ротора от максимального L_{\max} до минимального L_{\min} значений при повороте ротора на 180° (эл) [1, 2]. Электромашинные генераторы такого типа могут выполняться без ферромагнитопровода при значениях рабочей индукции, существенно превышающих предельные для ферромагнитных материалов. В этом случае появляется возможность достичь высокой плотности генерируемой энергии и, главное, избежать ограничения по значению импульсной электромагнитной энергии на единицу массы (или объема), присущего генераторам с магнитопроводом.

Для расчета ожидаемых параметров импульса и энергетических характеристик безжелезных генераторов необходимы новые методики расчета, учитывающие всю специфику электромагнитных явлений при высокой энергии выходного импульса, и, прежде всего, неоднородность распределения токов в массивных проводниках обмоток.

Предлагаемая математическая модель безжелезного генератора, основанная на методе магнитно-связанных токовых контуров, позволяет рассчитать характер изменения тока в нагрузочной цепи во времени и определить энергетические характеристики генератора с учетом формирующейся в процессе генерации тока неравномерности его распределения в поперечном сечении активных стержней обмотки.

Рассмотрим случай, когда на статоре и на роторе расположены однофазные однослойные обмотки концентрического типа. Массивные витки каждой из обмоток образуют последовательную цепь; кроме того, обмотка ротора включена последовательно с обмоткой статора.

Массивные витки концентрических обмоток КГ можно представить в виде совокупности элементарных прямоугольных рамок прямоугольного сечения. Плотность тока в сечении каждой рамки априорно считается однородной. Изменение угловой частоты вращения ротора при взаимодействии обмоток не учитывается. Размеры сечения элементарных рамок выбираются с учетом скинирования тока и должны быть меньше толщины скин-слоя.

Система дифференциальных уравнений относительно токов в прямоугольных рамках и напряжений на массивных витках в матричной форме имеет следующий вид:

$$[L(\varphi)] \frac{d}{dt} \{I\} + \omega \frac{d}{d\varphi} [L(\varphi)] \{I\} + [R] \{I\} + \{U\} = 0; \quad (1)$$

$$L_h \frac{di_h}{dt} + R_h i_h - \sum_k u_k = 0; \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega = \text{const}, \quad (3)$$

также необходимо учесть, что суммарный ток, протекающий в сечении каждого массивного витка равен току в нагрузочной цепи i_h :

$$\sum_n i_n = i_h. \quad (4)$$

Начальные условия: при $t=0$; $\{I\}=\{I_0\}; i_h=i_{h0}$; $\varphi=\varphi_0$; здесь $[L(\varphi)]$ — матрица собственных и взаимных индуктивностей прямоугольных рамок ротора и статора; $[R]$ — диагональная матрица сопротивлений прямоугольных контуров; $\{I\}$ — матрица-столбец неизвестных токов в рамках; $\{U\}$ — матрица-столбец неизвестных напряжений на массивных витках; L_h, R_h — параметры нагрузки, которая включена последовательно в цепь обмоток КГ; u_k — напряжение, приложенное к k -му массивному витку обмотки; (φ — угол положения ротора, отсчитываемый от оси статорной обмотки). Суммирование в (2) осуществляется по всем виткам обмотки ротора и статора. Матрица $[L(\varphi)]$ имеет следующий вид:

$$[L(\varphi)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}(\varphi)] \\ [L_{rs}(\varphi)] & [L_r] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $[L_s], [L_r]$ — матрицы собственных и взаимных индуктивностей неподвижных рамок, составляющие обмотку статора и ротора, соответственно; $[L_{sr}(\varphi)] = [L_{rs}(\varphi)]$ — матрица взаимных индуктивностей рамок статора и ротора, зависящих от положения ротора φ .

При расчете собственных и взаимных индуктивностей элементарных рамок использовались аналитические выражения из [3].

Матрица $\frac{d}{d\varphi} [L(\varphi)]$ имеет следующий вид:

$$\frac{d}{d\varphi} [L(\varphi)] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{d\varphi} [L_{sr}(\varphi)] \\ \frac{d}{d\varphi} [L_{rs}(\varphi)] & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для численного решения системы (1)–(4) воспользуемся разностным методом и введем равномерную сетку по времени t с шагом $\tau=t^{j+1}-t^j$. Будем номер временного шага для всех переменных обозначать верхним индексом j .

Систему дифференциальных уравнений (1)–(4) аппроксимируем следующими разностными уравнениями:

$$[L]^j \frac{i^{j+1} - i^j}{\tau} + \omega \left(\frac{d}{d\varphi} [L] \right)^j \{I\}^j + [R] \{I\}^{j+1} + \{U\}^{j+1} = 0; \quad (7)$$

$$\sum_n i_n^{j+1} = i_h^{j+1}; \quad (8)$$

$$L_h \frac{i_h^{j+1} - i_h^j}{\tau} + R_h i_h^{j+1} - \sum_k u_k^{j+1} = 0. \quad (9)$$

Система (7)–(9) в качестве неизвестных содержит векторы $\{I\}^{j+1}$, $\{U\}^{j+1}$ и i_h^{j+1} .

Введем следующую разностную аппроксимацию:

$$\omega \left(\frac{d}{d\varphi} [L] \right)^j = \omega \frac{[L]^{j+1} - [L]^j}{\varphi^{j+1} - \varphi^j} = \frac{[L]^{j+1} - [L]^j}{\tau}. \quad (10)$$

С учетом этого равенства уравнение (7) перепишется в виде

$$[L]^j \frac{i^{j+1} - i^j}{\tau} + \omega \frac{[L]^{j+1} - [L]^j}{\tau} + \tau [R] \{I\}^{j+1} + \tau \{U\}^{j+1} = 0. \quad (11)$$

Далее, определяя из (9) значение i_n^{j+1} и подставляя его в (8), получим

$$\tau \sum_n i_n^{j+1} - \frac{\tau^2}{a} \sum_k u_k^{j+1} = \tau \frac{L_u}{a} i_n^j, \quad (12)$$

где $a = L_u + \tau R_u$.

Окончательно система алгебраических уравнений относительно неизвестных $\{I\}^{j+1}$ и $\{U\}^{j+1}$ после объединения (11) и (12) имеет следующий вид:

$$\begin{array}{c} N \\ \left\{ \begin{array}{c} [L]^{j+1} + \tau [R] \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{array} \right| \begin{array}{c} \tau & 0 & \dots & \dots \\ \tau & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \tau & \dots \end{array} \right| \begin{array}{c} \{I\}^{j+1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right\} = \\ K \\ \left\{ \begin{array}{c} \tau & \tau & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \tau & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{array} \right| \begin{array}{c} \tau^2 & -\tau^2 \\ -\tau^2 & \tau^2 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \tau^2 & -\tau^2 \end{array} \right| \begin{array}{c} \{U\}^{j+1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right\} \end{array} =$$

$$= \left\{ \begin{array}{c} [L]^{j+1} \\ \frac{\tau}{a} L_u i_n^j \\ \frac{\tau}{a} L_u i_n^j \end{array} \right\}, \quad (13)$$

где N — суммарное число элементарных рамок ротора и статора; K — суммарное число массивных витков ротора и статора.

В результате выполненных преобразований мы получили систему алгебраических уравнений (13) с симметричной матрицей, что упрощает вычисления.

Алгоритм решения поставленной задачи.

Шаг 1. Задаем исходные данные для расчета и вычисляем постоянные матрицы $[R]$, $[L_s]$, $[L_r]$.

Шаг 2. Вычисляем $\Phi^{j+1} = \Phi^j + \omega t$.

Шаг 3. Определяем $[L]^{j+1} = [L(\Phi^{j+1})]$, состоящую из неизменных матриц $[L_s]$, $[L_r]$, и изменяющихся матриц $[L_{sr}(\Phi^{j+1})]$, $[L_{rs}(\Phi^{j+1})]$ (см. выражение (5)).

Шаг 4. Формируем и решаем систему (13).

Шаг 5. Определяем согласно (12) i_n^{j+1} , полагаем $j=j+1$ и переходим к шагу 2.

В Институте электродинамики разработана программа, реализующая на ЭВМ ЕС-1061 описанный алгоритм. Программа использовалась для расчета распределения плотности потока в сечении массивных витков обмотки, зависимости импульсного тока в нагрузке от времени и определения параметров безжелезного генератора, характеризуемого энергией импульса в нагрузке порядка 2 МДж; энергия компрессионного генератора в режи-

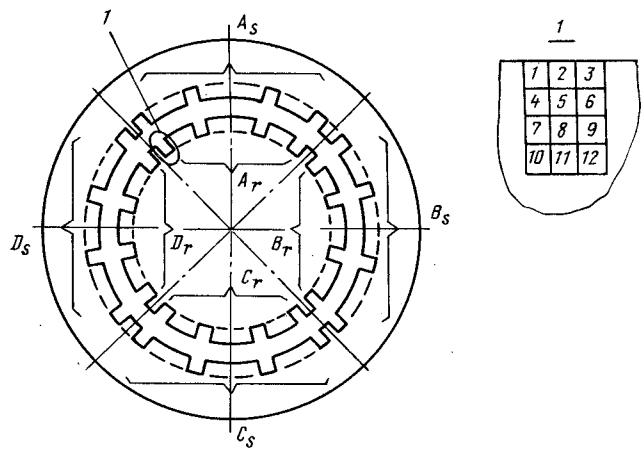


Рис. 1

ме короткого замыкания составляет при этом 10,5 МДж. Основные геометрические размеры генератора таковы: диаметр ротора 0,8 м, диаметр расточки статора 0,806 м, длина активной части — 1,8 м. Частота вращения ротора $n=3000$ об/мин. В пазы ротора и статора (рис. 1) уложены кольцевые витки, образующие четырехполюсную однослойную концентрическую обмотку на роторе (обмотки A_r-D_r) и такую же обмотку на статоре (обмотки A_s-D_s). Сечение массивного витка для выполнения расчетов подразделялось на двенадцать элементарных прямоугольных рамок; четыре в радиальном направлении и три в аксиальном (1 рис. 1), причем поперечные размеры элементов не превышали глубину проникновения поля. При расчете учитывалась схема соединения проводников и реальные размеры, характеризующие их взаимное расположение.

На рис. 2 показаны расчетные кривые изменения эквивалентной индуктивности КГ в зависимости от угла поворота ротора для оптимальной нагрузки с учетом скин-эффекта (кривая 1) и при равномерном распределении тока по сечению паза (кривая 2). Как следует из сопоставительного анализа этих кривых, минимальное значение индуктивности КГ при учете скин-эффекта уменьшается в 1,5 раза. При этом величина $k_L = L_{\max}/L_{\min}$, характеризующая кратность изменения индуктивности генератора, в случае равномерного распределения тока составляет $k_L=10,5$, а при учете вытеснения тока в проводниках, лежащих в пазу, $k_L=15,2$.

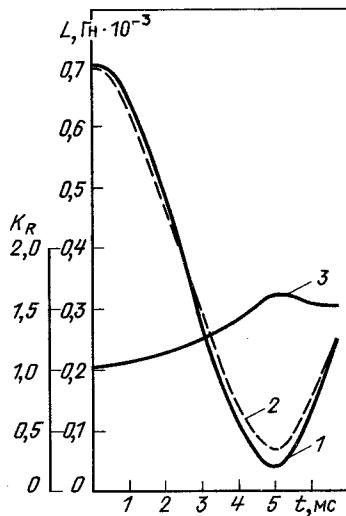


Рис. 2

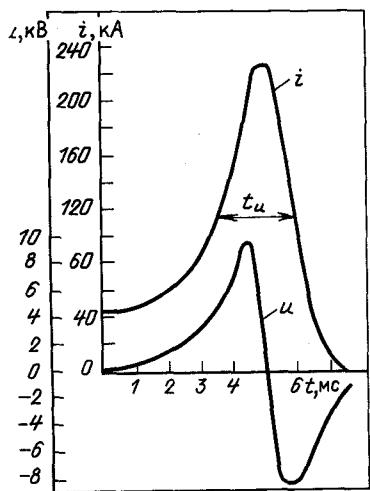


Рис. 3

На рис. 2, кривая 3, показан графический вид зависимости $k_R(\phi)$. Здесь $k_R = R_{\sim}/R_0$, где R_{\sim} — эквивалентное сопротивление обмотки КГ с учетом вытеснения тока в массивном проводнике, R_0 — эквивалентное сопротивление обмотки КГ при постоянном токе. Один шаг по оси абсцисс соответствует повороту ротора на $7,5^{\circ}$. При численном расчете использовалось следующее выражение:

$$R_{\sim} = \frac{\sum_k i_k^2 R_{0k}\tau}{\sum_k i_k^2 \tau},$$

где i_k , R_{0k} — значение тока и сопротивление постоянному току k -й рамки; i_k — значение тока в k -м стержне.

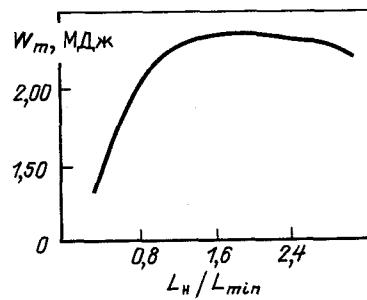


Рис. 4

Здесь при суммировании учитываются все рамки статорной и роторной обмоток. Неравномерное распределение тока в проводниках КГ приводит к увеличению его активного сопротивления в 1,6 раза.

На рис. 3 показана расчетная кривая импульса тока КГ при изменении взаимной индуктивности между однофазными обмотками статора и ротора от L_{\max} до L_{\min} при индуктивной нагрузке генератора $L_h = 0,091 \cdot 10^{-3}$ Гн и кривая изменения напряжения на нагрузке. Как видно из рис. 3, длительность токового импульса на уровне половины амплитудного значения составляет $t_u = 3$ мс.

На рис. 4 приведена зависимость величины магнитной энергии W_m , запасенной в индуктивности нагрузки L_h в момент максимума тока в ее цепи, в зависимости от величины этой индуктивности, выраженной в долях от L_{\min} . Как видно из рис. 4, зависимость $W_m(L_h/L_{\min})$ имеет слабо выраженный максимум, который достигается при оптимальном значении индуктивной нагрузки, равном $L_h^{opt} = 1,8 L_{\min}$. При этом максимальное значение W_m равно $W_m^{\max} = 2,35$ МДж, что составляет 22,4 % от энергии короткого замыкания КГ. Из рис. 4 также следует, что при $1 \leq L_h/L_{\min} \leq 2,6$

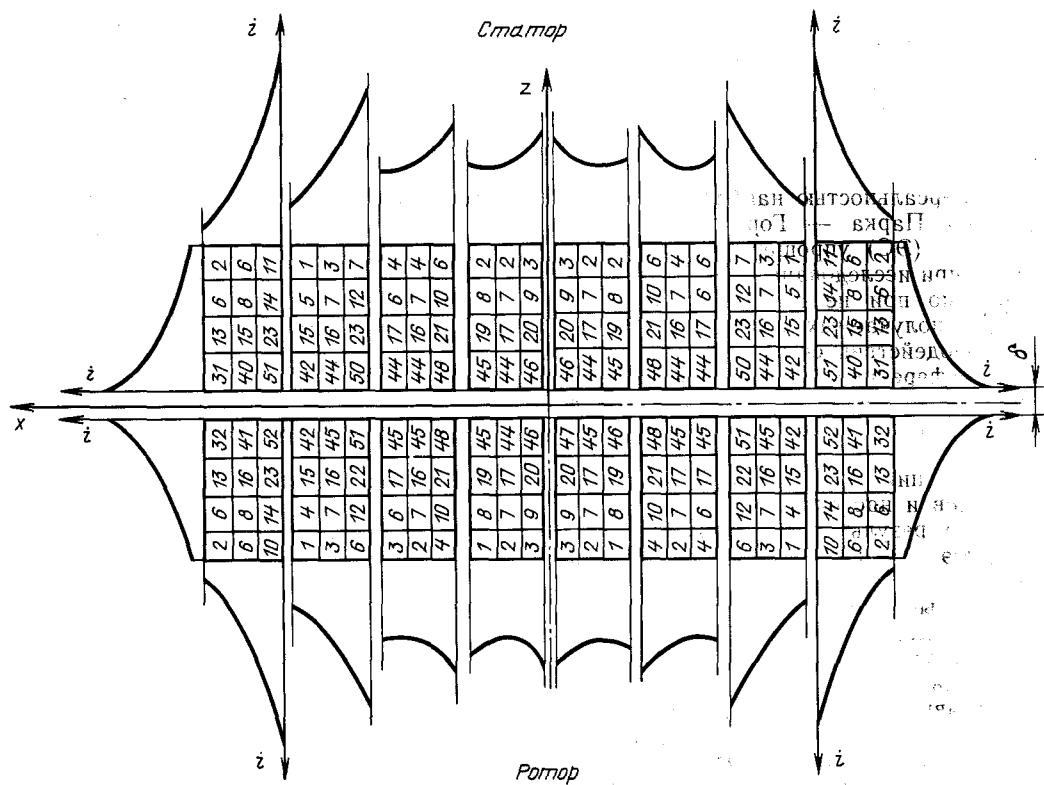


Рис. 5

значение W_m мало отличается от своего максимального значения.

В рассмотренном примере расчета электромагнитные нагрузки в активной зоне являются умеренными для генератора, работающего в кратковременном режиме (выдача короткой серии импульсов).

Электромагнитная энергия, передаваемая в оптимальную нагрузку, в расчете на единицу объема вращающегося ротора для рассчитанного генератора составляет 2,5 Дж/см³, что сопоставимо со значением, достичимым в генераторах с железом. Удельный показатель энергии на единицу массы генератора составляет 0,45 кДж/кг, при этом принято, что масса конструктивных элементов в 3 раза превышает массу активных проводников генератора. Отметим, что удельная энергоемкость компрессионного генератора с магнитопроводом является более низкой и составляет 0,07—0,2 кДж/кг [1].

На рис. 5 представлены результаты расчетов распределения токов в массивных проводниках ротора и статора для положения ротора, соответствующего минимальной эквивалентной индуктивности КГ, когда токи в пазах статора и ротора имеют различное направление. Эпюры на рис. 5 качественно иллюстрируют характер распределения тока в массивных проводниках в слоях, прилегающих к воздушному зазору, а также по высоте паза (кривые слева и справа на рис. 5). Расчетные значения токов в сечении элементарных рамок даны в килоамперах. Из рис. 5 видно, что

распределение тока (или плотности тока) крайне неравномерно по высоте паза, наблюдается вытеснение тока на поверхность проводников. Кроме того, наблюдается неравномерное распределение тока вдоль расточки статора (ось x) в результате вытеснения тока к центру фазной зоны генератора (ось z).

Результаты проведенного математического моделирования позволяют сделать вывод, что предложенная расчетная модель дает возможность с удовлетворительной точностью определить характеристики генераторов с энергией импульса 1 МДж и более. Эта модель может быть пригодна и для приближенного определения характеристик генераторов с сильно насыщенным магнитопроводом.

Значение распределения токов в поперечном сечении массивных витков обмоток с учетом их взаимного расположения в каждый момент времени дает исходную информацию для уточненных расчетов электромагнитного поля и электродинамических сил, действующих на проводники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дружинин А. С., Кучинский В. Г., Ларионов Б. А. Компрессионный генератор / В кн.: Физика и техника мощных импульсных систем. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Глебов И. А., Каширский Э. Г., Рутберг Ф. Г. Синхронные генераторы кратковременного и ударного действия. — Л.: Наука, 1985.
3. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. — Л.: Энергоатомиздат, 1986.

[20.10.89]

УДК 621.311.018.782.3.001.24

К расчету переходных процессов по упрощенным уравнениям для элементов электрических систем

ДЖАГАРОВ Н. Ф.

Наряду с универсальностью наибольшей точностью полных уравнений Парка — Горева для элементов электрической сети (ЭС), упрощенные уравнения также применяются при исследовании переходных процессов, что допустимо при не очень жестких требованиях к точности получаемых результатов. Это дает выигрыш в быстродействии счета из-за снижения порядка систем дифференциальных уравнений и благодаря возможности увеличения шага интегрирования при исключении наиболее быстро изменяющихся переменных.

Области применения упрощенных уравнений (т. е. для каких режимов и насколько их применение влияет на получаемые результаты) подробно рассмотрены в [1, 2], и поэтому мы не будем останавливаться на этих вопросах.

С прогрессом вычислительной техники и математики инженер-исследователь может ставить и решать все более сложные задачи. При этом главными проблемами становятся автоматизация исследований и повышение их эффективности. Корнем этих проблем является алгоритмизация переходных процессов ЭС.

В [3] был предложен метод алгоритмизации переходных процессов по полным уравнениям Парка — Горева для ЭС со сложной распределительной сетью. В настоящей статье использован тот же метод и под-

ход при выводе алгоритма расчета переходных процессов по упрощенным уравнениям.

При пренебрежении апериодическими составляющими токов статорных обмоток синхронных и асинхронных машин дифференциальные уравнения роторных обмоток можно представить записанными в осях d , q , 0 в следующей канонической форме [2]:

для синхронных

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_f}{dt} &= U_f - r_f(x_g\psi_f - x_{ad}\psi_g - x_{aq}x_{ad}i_d)/(x_f x_g - x_{ad}^2); \\ \frac{d\psi_g}{dt} &= -r_g(x_f\psi_g - x_{ad}\psi_f - x_{af}x_{ad}i_d)/(x_f x_g - x_{ad}^2); \\ \frac{d\psi_h}{dt} &= -r_h(\psi_h - x_{aq}i_q)/x_h; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

для асинхронных

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{pd}}{dt} &= -r_p(\psi_{pd} - x_{ad}i_d)/x_p - (\omega_k - \omega_p)\psi_{pq}; \\ \frac{d\psi_{pq}}{dt} &= -r_p(\psi_{pq} - x_{ad}i_q)/x_p - (\omega_k - \omega_p)\psi_{pd}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для статорных токов элементов справедливо алгебраическое соотношение

$$I = Y \cdot U + H \cdot \Psi_p = Y \cdot U + G, \quad (3)$$

где

$I = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ — вектор статорных токов;

$U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$ — вектор статорных напряжений;

$\Psi_p = \begin{bmatrix} \Psi_f \\ \Psi_g \\ \Psi_h \end{bmatrix}$ — вектор роторных потокосцеплений;

Y , H — матрицы, элементы которых являются функциями параметров машин и угловых скоростей; ω_k — угловая скорость координатной системы; ω_p — угловая скорость ротора асинхронного двигателя.

Алгебраическое соотношение (3) связывает векторы статорных токов и напряжений и роторных потокосцеплений. Потокосцепления определяются с помощью дифференциальных уравнений (1) и (2). Система (3) содержит два уравнения, а неизвестных — четыре: i_d , i_q , u_d , u_q . Недостающие уравнения для вычисления узловых напряжений ЭС (по два для каждого узла) можно получить из уравнения распределительной сети.

Предполагаем, что схема замещения линий распределительной сети ЭС представлена в виде трехфазного симметричного активно-индуктивного сопротивления, для которого при пренебрежении апериодической составляющей тока можно записать:

$$U_{lij} = Z_{lij} I_{lij} \quad (4)$$

где $U_{lij} = \begin{bmatrix} u_{di} - u_{dj} \\ u_{qi} - u_{qj} \end{bmatrix}$ — вектор падения напряжения на линии, соединяющей узлы i и j ; I_{lij} — вектор тока линии; Z_{lij} — матрица сопротивлений линии;

$$Z_{lij} = [z_{kj}]_{lij}, \quad k, l = 1, 2; \quad (4a)$$

$z_{11} = z_{22} = r_{lij}$; $z_{12} = -z_{21} = -\omega_k x_{lij}$; ω_k — угловая скорость координатной системы, к которой относятся уравнения линии.

Идея предлагаемого алгоритма состоит в разделении ребер графа распределительной сети на ветви дерева и хорды. Для хорд распределительной сети из (4) можно получить:

$$I_{lij} = Z_{lij}^{-1} U_{lij} = Y_{lij} U_{lij} = Y_{lij} (U_i - U_j), \quad (5)$$

где $Y_{lij} = [y_{kj}]_{lij}$, $k = 1, 2$; $y_{11} = y_{22} = r_{lij} / (r_{lij}^2 + \omega_k^2 x_{lij}^2)$; $y_{12} = -y_{21} = x_{lij} \omega_k / (r_{lij}^2 + \omega_k^2 x_{lij}^2)$.

Уравнения для токов хорд распределительной сети (5) относим к уравнениям статорных токов элементов (3). С помощью уравнений ветвей дерева распределительной сети можно найти общее выражение для вычисления узловых напряжений ЭС. Для этой цели можно использовать алгоритм энергосистемы в форме Y [2]. Суть этого алгоритма состоит в выражении напряжения каждого узла ЭС через напряжение предыдущего, исключая при этом токи линий. Напряжение первого узла выражается с помощью первого закона Кирхгофа.

Предполагая, что уравнения всех элементов n -го узла ЭС записаны в общей координатной системе, можно записать суммарный статорный ток всех k элементов:

$$I_{\Sigma n} = \sum_{i=1}^k m_i Y_i U_n + \sum_{i=1}^k m_i G_i = Y_{\Sigma n} U_n + G_{\Sigma n}, \quad (6)$$

где $m_i = S_i / S_{\Sigma CG}$ — масштабный коэффициент i -го элемента, вводимый из-за того, что уравнения каждого элемента приведены к собственной базисной мощности; S_i — полная мощность i -го элемента; $S_{\Sigma CG}$ — суммарная мощность генератора ЭС.

Запишем первый закон Кирхгофа для статорных токов ЭС, записанных в координатной системе первого узла:

$$0 = I_{\Sigma 1} + C_{12} I_{\Sigma 2} + \dots + C_{1n} I_{\Sigma n}. \quad (7)$$

Напряжение любого узла U_i выражается через напряжение предыдущего U_j :

$$U_i = C_{ij} U_j - Z_{lij} I_{lij}, \quad (8)$$

где Z_{lij} — матрицы сопротивлений линий, являющихся ветвями дерева; C_{ij} — матрицы преобразователя координат из j -й в i -ю координатную систему; I_{lij} — вектор токов линий — ветвей.

Замещая токи линий с помощью суммарных токов узлов и группируя подобные члены, получим алгебраическое выражение для вектора узловых напряжений ЭС:

$$U = -(K_1 + Z K_2 Y)^{-1} Z K_2 G = -D^{-1} J, \quad (9)$$

где Z — клеточная матрица сопротивлений линий ЭС, клетками которой являются матрицы сопротивлений соответствующих линий (4a); Y — диагональная клеточная матрица суммарных проводимостей узлов;

$Y_{\Sigma n} = [y_{ij}]_{\Sigma n}$; $ij = \overline{1, 2}$; $y_{ij} = \sum_{k=1}^k m_i y_{ijk}$ — суммарная матрица проводимостей n -го узла (k и m — как в (6)); G — вектор суммарных потокосцеплений узлов, где для n -го узла $G_{\Sigma n} = [g_i]_{\Sigma n}$; $i = \overline{1, 2}$; $g_i = \sum_{k=1}^k m_i g_{ik}$.

Полученная система (9) по форме совершенно идентична полученной в [2], но она была выведена только с помощью уравнений ветвей дерева, а не всех линий распределительной сети.

Автоматическое формирование алгебраической системы (9) для вычисления узловых напряжений ЭС является основным вопросом при алгоритмизации переходных процессов в электрической системе. Формирование матриц Z и Y и вектора G не встречает трудностей. Сложнее обстоит дело с координатными матрицами K_1 и K_2 , клетками которых являются матрицы преобразования координат C_{ij} :

$$C_{ij} = \begin{bmatrix} \cos \delta_{ij} & \sin \delta_{ij} \\ -\sin \delta_{ij} & \cos \delta_{ij} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где $\frac{d\delta_{ij}}{dt} = \omega_{ki} - \omega_{kj}$.

Как видно из (10), элементы матрицы K_1 и K_2 являются функциями времени и их нужно пересчитывать на каждом шаге численного интегрирования. Автоматическое формирование этих матриц можно выполнить с помощью их матриц — прообразов K_{1n} и K_{2n} (4), полученных при условии замены элементарных матриц приведения координат C_{ij} (10) единицами. Матрицы K_{1n} и K_{2n} строятся на основе топологических

матриц распределительной сети ЭС и являются следствием того, что координатные матрицы K_1 и K_2 отражают структурные свойства энергосистемы. С другой стороны, их форма зависит от топологии распределительной сети и от нумерации узлов и линий. Алгоритмизация процессов намного облегчается, если матрицы K_1 и K_2 имеют соответственно нижне- и верхнетреугольный вид. Они строятся с помощью матрицы инцидентии дерева графа B_t по алгоритму, предложенному в (3).

Можно воспользоваться предложенными в [4, 5] методами и алгоритмами и сформировать матрицу-прообраз, сканируя которую можно прямо формировать матрицу D и вектор J системы (9); с помощью последней вычисляется вектор узловых напряжений ЭС.

Расчет переходных процессов в ЭС с произвольной топологией распределительной сети выполняется в следующей последовательности. Используя минимальную исходную информацию о распределительной сети, можно построить матрицу B_t , на основе которой формируется матрица-прообраз. По этой матрице прямо формируется матрица D и вектор J системы (9), с помощью которой вычисляется вектор узловых напряжений. Для каждого СГ и АД решается система дифференциальных уравнений (1) или (2). Потом снова вычисляется вектор узловых напряжений и т. д. до конца переходного процесса.

Выводы. 1. Для расчета по упрощенным уравнениям переходных процессов ЭС, вызванных изменениями как в составе элементов, так и в структуре распределительной сети, лучше использовать метод узловых напряжений в форме Y , при котором каждый элемент описан собственной системой дифференциаль-

ных уравнений, а их объединение в общую систему выполнено с помощью уравнений связи, описывающих распределительную сеть.

2. Для ЭС с замкнутыми контурами в распределительной сети и активно-индуктивной схемой замещения линий предложен алгоритм расчета узловых напряжений, при котором эти напряжения вычисляются с помощью уравнений ветвей дерева графа сети. Таким образом, вывод общего алгоритма расчета процессов сделан без использования второго закона Кирхгофа. При этом алгоритм позволяет автоматизировать составление математической модели и исследование переходных процессов электрических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веретениников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах. Теория и методы.— Л.: Судостроение, 1975.
2. Кетнер К. К., Козлова И. А., Сендюров В. М. Алгоритмизация расчетов переходных процессов автономных электрорезервных систем.— Рига: Зиннатне, 1981.
3. Джагаров Н. Ф. Расчет переходных процессов в электрических системах со сложной структурой сети.— Электричество, 1990, № 1.
4. Сендюров В. М., Джагаров Н. Ф. Формирование координатных матриц при разработке систем математического обеспечения по уравнениям Парка — Горева.— Изв. вузов. Энергетика, 1981, № 1.
5. Джагаров Н. Ф., Луков Ж. К. Эффективный алгоритм вычисления узловых напряжений в электроэнергетических системах радиального типа.— Электронное моделирование, 1984, т. 6, № 6.

[10.09.90]

УДК 621.316.35.011

Расчет индуктивности плоской ошиновки емкостных накопителей энергии

Научный руководитель АНТОНЮК О. А., БАЛТАХАНОВ А. М., БОБИКОВ В. Е.
ФГУП «ВНИИ ВЭИ им. В. И. Ленина»

Основы приближенного расчета индуктивности плоских шин сформулированы в [1]. В [2] приведены расчетные формулы и графики для определения индуктивности плоских прямоугольных шин при условии, что на краю шин, в месте присоединения источников тока и нагрузки, потенциал задан. В [3] для этой же геометрии шин получены аналитические выражения для расчета индуктивности при заданной плотности тока на краю шин.

На практике многие конфигурации плоских шин не поддаются аналитическому описанию и для определения их индуктивности требуется применение численных методов расчета. Поэтому в данной статье рассматривается использование одного из интегральных методов для расчета индуктивности плоских шин произвольной конфигурации и дается анализ индуктивности: 1) трапециoidalных шин при подводе и съеме тока по периметру и 2) прямоугольных и треугольных шин при подводе тока по периметру и коаксиальному съему в центре.

Постановка задачи. При расчете индуктивности плоских шин примем, что ток непосредственно подводится и снимается с края шин с заданной линейной плоскостью j . Кроме того, ограничимся приближением идеальной проводимости и рассмотрим систему шин при условии, что $h \ll l$ (рис. 1), где h — изоляционный зазор между шинами; l — характерный линейный размер шин.

Следуя [1], при принятых допущениях расчет индуктивности шин можно выполнить, полагая магнитное поле плоскопараллельным и полностью сосредоточенным в зазоре между шинами. Относительная погрешность расчета индуктивности является величиной порядка $h/l * \ln l/h$ [4]. Более точное выражение для оценки погрешности расчета, полученное из условия плоскопараллельности поля, приведено в [5].

Как и в [3] сведем расчет магнитного поля в зазоре между шинами к первой краевой задаче относительно функции скалярного магнитного

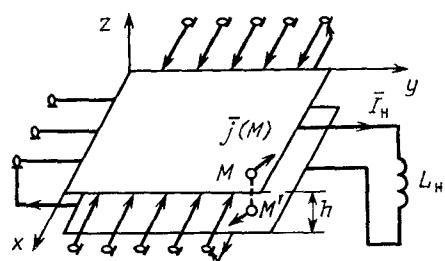
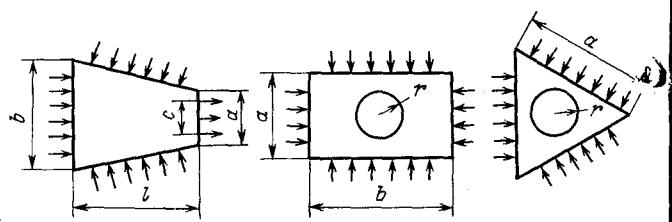
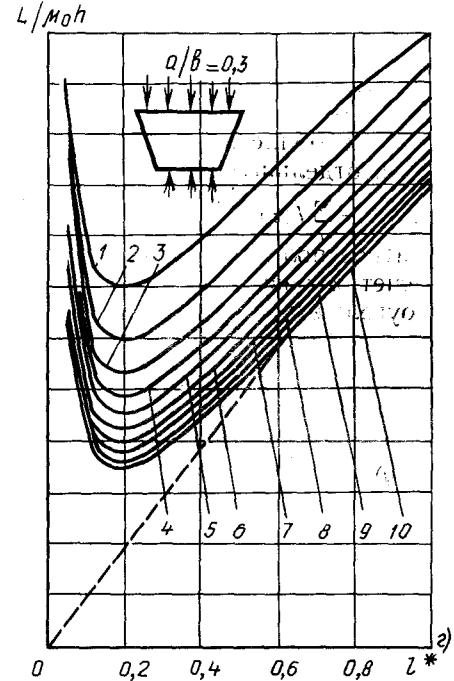
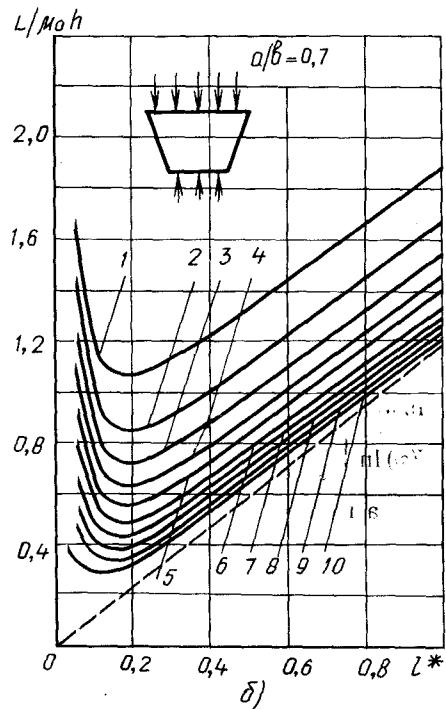
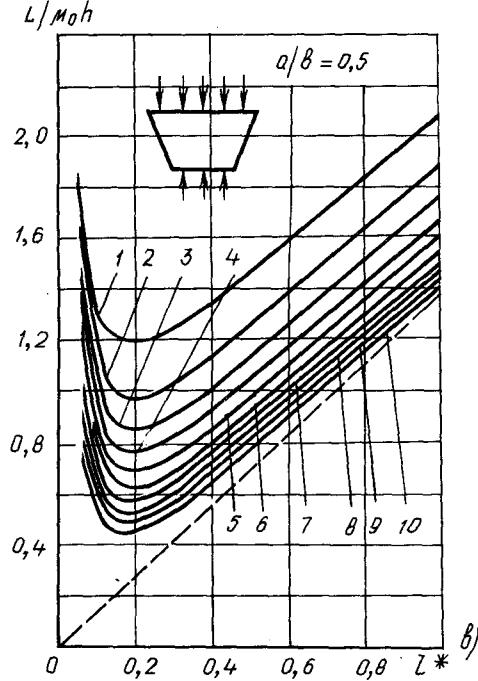
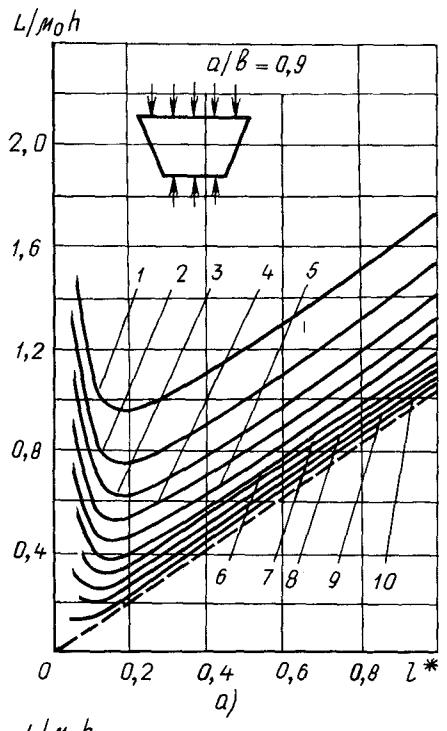


Рис. 1. Расчетная схема токоподвода и токосъема с плоских шин

Рис. 2. Трапецидальные шины с подводом и съемом тока по периметру, прямоугольные и треугольные шины с подводом тока по периметру и съемом в центре по окружности радиусом r Рис. 3. Зависимости индуктивности трапецидальных шин при токоподводе по стороне b и съеме по стороне a (рис. 2, а):
а — $a/b=0,9$; б — $a/b=0,7$; в — $a/b=0,5$; г — $a/b=0,3$; — численный расчет; - - - расчет по формулам [2];
1 — $c/a=0,1$; 2 — $c/a=0,2$; 3 — $c/a=0,3$; 4 — $c/a=0,4$; 5 — $c/a=0,5$; 6 — $c/a=0,6$; 7 — $c/a=0,7$; 8 — $c/a=0,8$; 9 — $c/a=0,9$;
10 — $c/a=1,0$

потенциала [6] в области, ограниченной контуром s ,

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

с граничным условием

$$u(s) = \int_s H_\tau ds = \int_s j_n ds, \quad (2)$$

где u — скалярный магнитный потенциал; H_τ, j_n — касательная составляющая напряженности магнитного поля и нормальная составляющая линейной плотности тока на краю шин.

Численный метод расчета. Для решения уравнения (1) был выбран известный метод эквивалентных зарядов (МЭЗ) [6]. Суть МЭЗ заключается в нахождении совокупности сосредоточенных элементарных токов $I(S_i)$, поле которых близко к магнитному полю плоских шин или совпадает с ним.

В МЭЗ решение (1) представляется в виде

$$u(x) = \int_{S_\phi} I(s) K(s, x) ds; \quad s \in S_\phi, \quad x \in s, \quad (3)$$

где $K(s, x) = \frac{1}{2\pi} \ln \left| \frac{1}{\delta - x} \right|$, S_ϕ — контур фиктивной поверхности; $I(s)$ — искомый эквивалентный ток.

В численных расчетах интеграл (3) представлялся в виде последовательности сумм

$$u(x) = \frac{1}{2\pi} \sum_i I(s_i) \ln \left| \frac{1}{s_i - x} \right| \Delta s_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

полагая $I(s) = \text{const}$ на каждом отрезке Δs_i .

Для нахождения величины элементарных токов I_i ($I_i = I(s_i) \Delta s_i$) на контуре s выбирают n опорных точек, значения $x (x \in s)$ в которых определяются из (2). На контуре S_ϕ располагаются m эквивалентных токов I (обычно $m = n$). Применив уравнение (3) к контурным точкам на s , получим систему из n линейных уравнений для m токов:

$$[K] \cdot [I] = [U] \quad (5)$$

Система (5) решается относительно вектора $[I]$. Величина скалярного магнитного потенциала $u(x, y)$ в любой точке области D получается из суперпозиции полей отдельных токов:

$$u(x, y) = \sum I_i(s_i) K(s_i, x). \quad (6)$$

Так как магнитное поле шин неоднородно, то область D в расчетах разбивалась на большое количество прямоугольных и треугольных элементов ds , в каждом из которых поле принималось однородным. Объемная плотность энергии магнитного поля

$$w_i = \mu_0 \frac{H^2}{2}, \quad (7)$$

где $\vec{H} = \text{grad } u(x, y)$.

Полная энергия магнитного поля шин

$$w = h \int_s w ds. \quad (8)$$

Индуктивность шин находилась из выражения

$$L = 2w/I^2, \quad (9)$$

где $I = \int_s j(s) ds$.

На основе описанного выше численного метода разработан пакет программ «КОЛЛЕКТОР» для расчета индуктивности плоских шин произвольной конфигурации. Следует отметить, что пакет про-

грамм «КОЛЛЕКТОР» может быть использован и в случае, когда на краю шин в месте подвода и съема задан электрический потенциал φ . Разработанный пакет программ апробирован на примерах расчета магнитных полей плоских шин, имеющих аналитические выражения для индуктивности [2]—[5].

Результаты расчетов. Схема токопровода и токосъема с плоских шин трапецидальной формы приведена на рис. 2,а. На краю шин задано распределение плотности тока j_1, j_2 и j_3 . В расчетах принималось, что $a^* = a/b, l^* = l/b, c^* = c/a, j_1 = j_2$. В процессе вычислений параметры варьировались в следующих интервалах: $a^* = 0,3—0,9, c^* = 0,1—1,0, l^* = 0,05—1,0$. Результаты расчетов приведены на рис. 3. Для случая подвода тока с одной стороны и съема с противоположной (рис. 3) в [2] получено аналитическое выражение для расчета индуктивности трапецидальных шин:

$$L = (\mu_0 h l / (b-a)) * \ln(b/a), \quad (10)$$

согласно которому на рис. 3 построены кривые (пунктирные линии). Сравнение сплошных (при $c^* = 1$) и пунктирных кривых выявило их хорошее совпадение при длине шин $l > 0,4$.

На рис. 4 и 5 приведены кривые зависимостей индуктивности для случая подвода тока по двум и трем сторонам соответственно (аналитических выражений для расчета индуктивности в этих случаях не имеется).

Зависимости индуктивности шин прямоугольной формы (рис. 2,б) при подводе тока по всему периметру и съему в середине (по окружности радиуса r) представлены на рис. 6. Здесь же приведены результаты расчетов, полученные по аналитическим выражениям [3] при съеме тока в середине (по прямой с длиной $c=2r$). Из анализа графиков видно, что индуктивность шин с токосъемом в середине по окружности меньше индуктивности соответствующей системы шин при съеме тока по прямой с длиной $c=2r$ (см. кривые 1 и 9). Очевидно так и должно быть, так как индуктивность шин при съеме тока в середине шин по прямой $c=2r$ равна сумме индуктивности шин при снятии тока по окружности радиусом r и индуктивности круга при подводе тока по всей окружности и съему тока по его диаметру.

Зависимости индуктивности прямоугольных шин при подводе тока по двум противоположным сторонам и съему в центре по окружности представлены на рис. 7. Для сравнения здесь же представлена кривая, рассчитанная по формулам [2]. Эта формула получена при допущении, что радиус токосъема намного меньше размеров прямоугольных шин, поэтому индуктивность шин, полученная по аналитическим выражениям, больше индуктивности шин, определенной численно (см. кривые 10 рис. 7). Различие это обусловлено, как и в предыдущем случае (см. рис. 6), индуктивностью круга радиусом r .

Кривые индуктивности равносторонних треугольных шин (рис. 2,в) при подводе тока по периметру и съему в середине показаны на рис. 8.

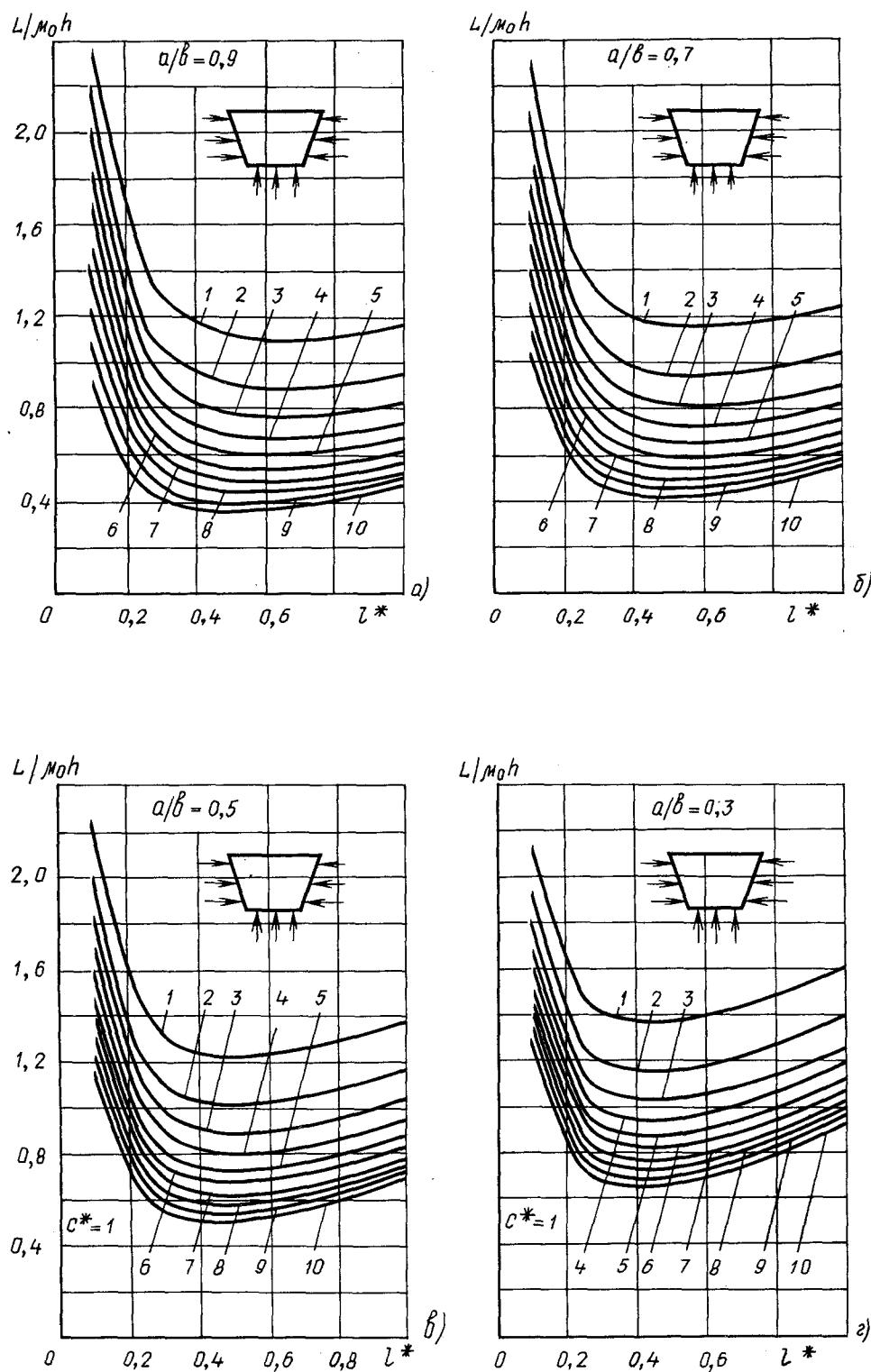


Рис. 4. Зависимости индуктивности трапецидальных шин при токоподводе по двум боковым сторонам и съеме с малого основания (обозначения те же, что и на рис. 3)

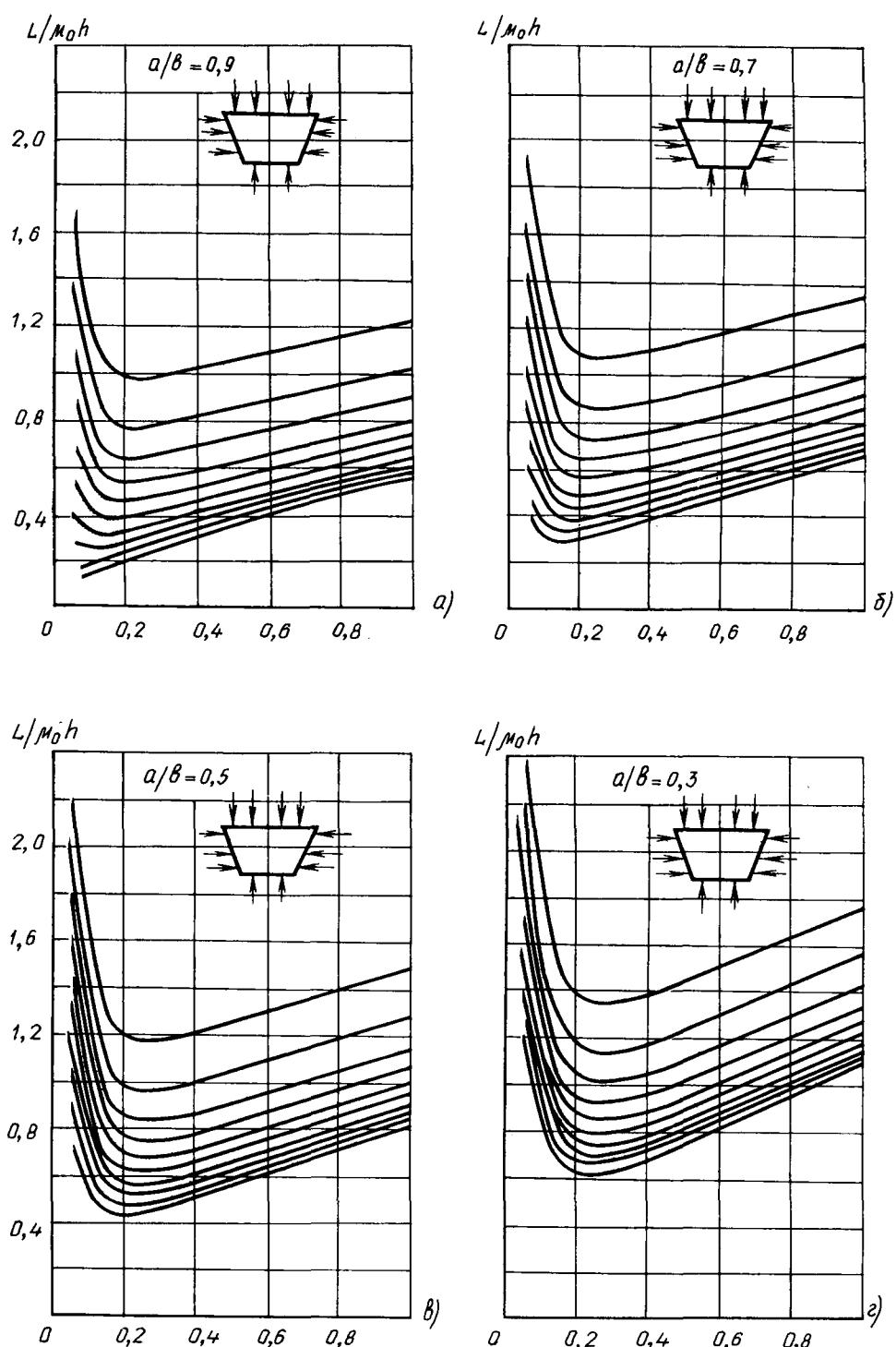


Рис. 5. Зависимости индуктивности трапецидальных шин при токоподводе по трем сторонам и съеме по четвертой — малому основанию трапеции (обозначения те же, что и на рис. 3)

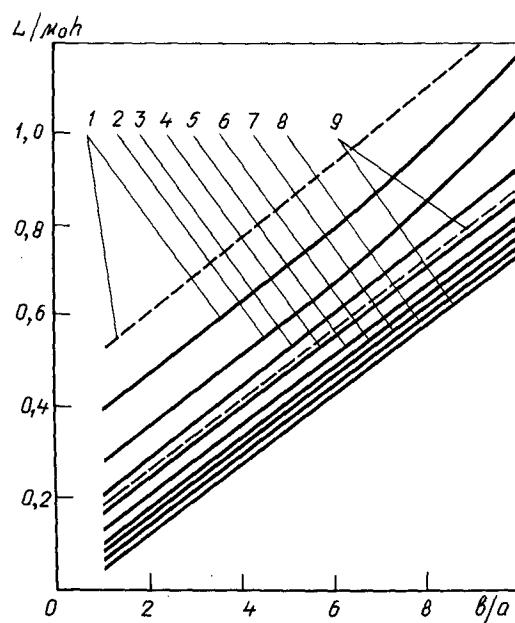


Рис. 6. Зависимость индуктивности прямоугольных шин при подводе тока по всему периметру и съеме в центре по окружности радиуса r : — численные расчеты; - - - аналитические расчеты [3]; 1 — $2r/a=0,1$; 2 — $2r/a=0,2$; 3 — $2r/a=0,3$; ...; 9 — $2r/a=0,9$

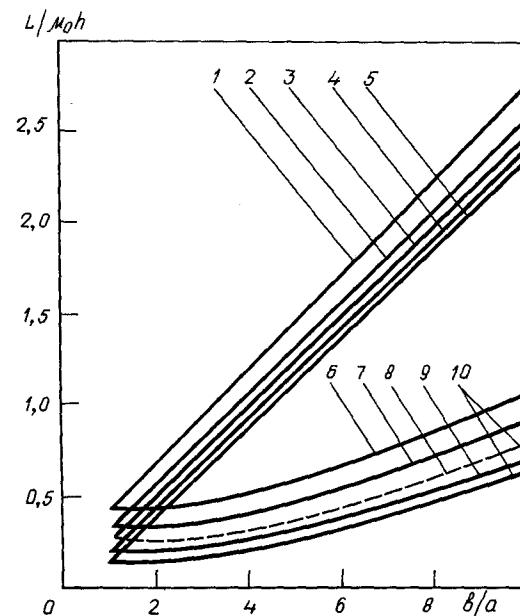


Рис. 7. Зависимость индуктивности прямоугольных шин при подводе тока по двум противоположным сторонам и съеме в центре по окружности радиуса r : — численный расчет; - - - аналитический расчет [2]; 1 — $a < b$; $r \ll a$; токоподвод по сторонам a — кривые 1—5; 6—10; 1, 6 — $2r/a=0,1$; 2, 7 — $2r/a=0,2$; 3, 8 — $2r/a=0,3$; 4, 9 — $2r/a=0,4$; 5, 10 — $2r/a=0,9$

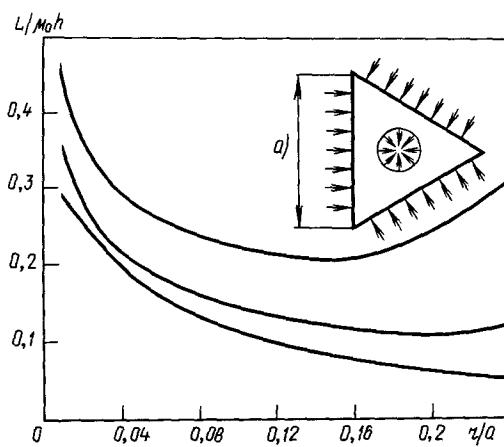


Рис. 8. Зависимость индуктивности треугольных шин при токоподводе периметру и съему в центре по окружности радиуса r : 1 — $j_2=0$; 2 — $j_1=0$; 3 — $j_1=j_2 \neq 0$

Выводы. 1. Разработан пакет программ «КОЛЛЕКТОР» для расчета индуктивности плоских шин произвольной конфигурации при заданных плотностях тока в местах подвода и схема тока

либо при заданных электрических потенциалах в местах токоподвода и токосъема.

2. Выполнен анализ зависимости индуктивности трапециoidalных, прямоугольных и треугольных шин от их геометрических размеров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В. С. Комелькова.— М.: Атомиздат, 1970.— 472 с.
2. Шнеерсон Г. А. Расчеты параметров цепей разряда емкостных накопителей энергии.— Л.: ЛПИ, 1980.— 56 с.
3. Балтаханов А. М., Жерлыгин В. И. Индуктивность кабельного коллектора емкостного накопителя энергии.— Электричество, 1988, № 1, с. 57—60.
4. Шнеерсон Г. А. Индуктивность плоской ошиновки емкостных генераторов больших импульсных токов.— Научно-технический информационный бюллетень ЛПИ, 1961, № 8, с. 106—113.
5. Шнеерсон Г. А. Приближенный расчет индуктивности при высокой частоте двух параллельных листов, соединенных цилиндрическими проводниками.— ЖТФ, 1962, т. 37, вып. 11, с. 1349—1360.
6. Колечицкий Е. С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения.— М.: Энергоатомиздат, 1984.— 167 с.

[11.10.90]

Снижение осевых электродинамических сил в батарее реакторов

ВАСИЛЬЕВ А. Б., инж., ШЛЕГЕЛЬ О. А., канд. техн. наук

В испытательных установках, в устройствах электропитания для ограничения токов нагрузки и короткого замыкания применяются батареи токоограничивающих реакторов (БТР). Конструкции реакторов и батареи весьма разнообразны.

Часто с целью экономии площади помещения реакторы, входящие в состав БТР, устанавливаются непосредственно один над другим [1]. В колоннах и изоляторах реакторов возникают растягивающие и сжимающие силы в результате взаимодействия соседних реакторов. На рис. 1, а показана обмотка реактора с указанием радиальных сил F_p и эпюра осевых сил $F_{o.c.}$.

На рис. 1, б приведены схема соосной установки двух реакторов одного над другим с некоторым зазором δ и эпюра осевых сил при протекании тока в двух реакторах. Сила взаимодействия двух соосных реакторов

$$F = i_1 w_1 i_2 w_2 \Psi, \quad (1)$$

где $i_1 w_1$ и $i_2 w_2$ — намагничивающие силы реакторов; Ψ — коэффициент, определяемый по рис. 2 [1].

Расчеты, выполненные по системе программ РЭСТ [2] в версии ЭВМ БЭСМ-6М, дополненной специально разработанными программными модулями, уточняющими расчет магнитного поля для различных вариантов установки и расположения токоограничивающих реакторов типа РОСТ-700-35-У2 (сухие реакторы, номинальный ток — 700 А, класс напряжения — 35 кВ) в составе специальной высоковольтной БТР, показали наличие значительных растягивающих и сжимающих сил в колоннах и изоляторах реакторов. В частности, для двух реакторов при вертикальном их расположении

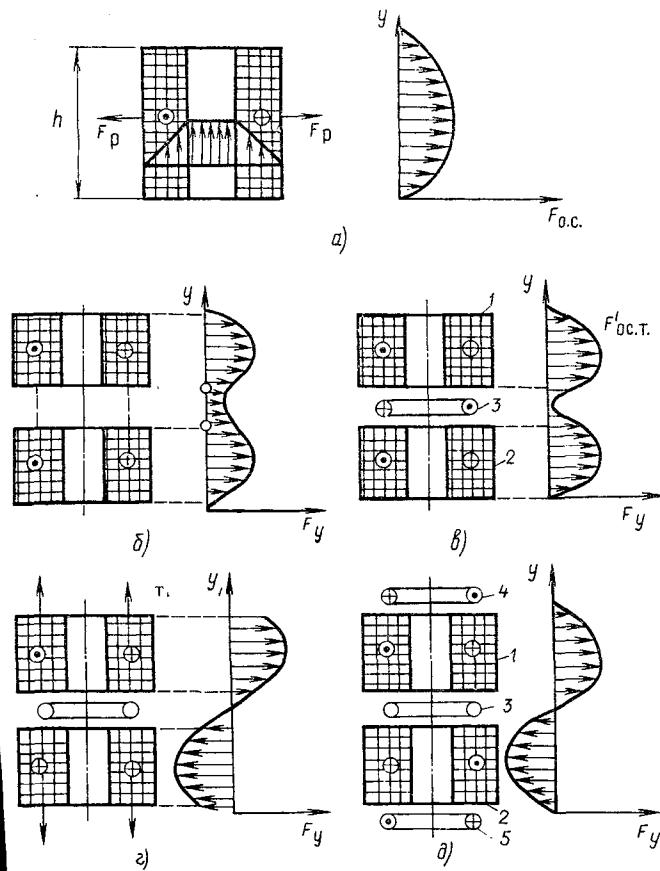


Рис. 1. Схемы обмоток и эпюры радиальных и осевых сил реактора (а) и батареи реакторов (б — д)

и отношении высоты h к среднему диаметру $D_{ср}$, равном $h/D_{ср}=0,98$, и при расстоянии между торцами 0,25 $D_{ср}=0,37$ м сила взаимодействия при токе 12 кА достигает значения $F_y=290$ кН.

В случае горизонтального их расположения и при расстоянии между осями реакторов $2D_{ср}=2,96$ м сила взаимодействия $F_x=21,3$ кН.

В таблице приведены результаты расчета сил взаимодействия между двумя реакторами для вариантов №№ 2, 6 и 8 (для проектирования был принят вариант № 6 с током 12 кА) при вертикальном и горизонтальном расположении реакторов в составе БТР.

Для ослабления влияния магнитного поля обмоток и снижения сил их взаимодействия эффективным является установка в зазоре между обмотками короткозамкнутого кольца. На рис. 1, б показана эпюра осевых сил при протекании тока в двух реакторах без дополнительного кольца, а на рис. 1, в — с дополнительным кольцом.

В схеме по рис. 1, б осевая сила на торце реакторов равна

$$F_{o.c.t} \approx \frac{0,8}{8} \mu_0 \pi (i w D / h)^2 = 0,1 \mu_0 \pi (i w D / h)^2. \quad (2)$$

В схеме по рис. 1, в осевая сила $F'_{o.c.t} < F_{o.c.t}$.

Однако в режиме противовключения двух реакторов, т. е. когда токи в реакторах имеют противоположное направление (рис. 1, г), на торцах реакторов возникают существенные электродинамические силы $F_{o.c.t}$, определяемые по (2). На действие этих сил должна быть рассчитана опорная конструкция реакторов.

Осевая сила на торце реактора при наличии дополнительного короткозамкнутого кольца равна

$$F_{(k)} = i_1 w_1 i_2 w_2 \Psi_{0,2}, \quad (3)$$

т. е. составляет 20—40 % силы, определенной по (1), в зависимости от величины зазора δ .

Для получения значений индуктивности БТР в большом диапазоне и при достаточно малом регулировании используются различные комбинации параллельных, последовательных и последовательно-параллельных включений реакторов.

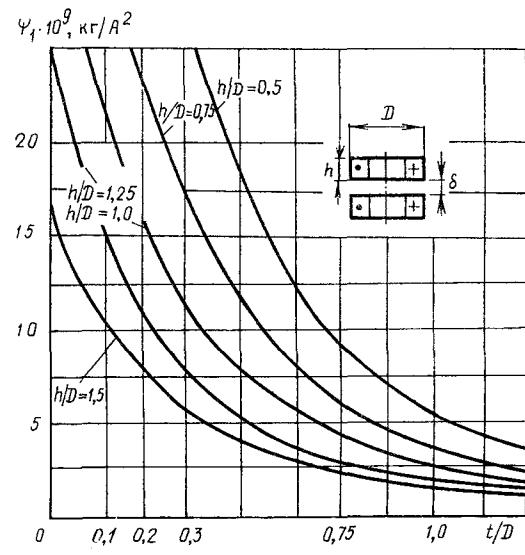


Рис. 2. Номограмма для определения коэффициента Ψ

№ варианта	Отношение высоты к среднему диаметру	Отношение радиального размера к среднему диаметру	Вертикальное расположение реакторов			Горизонтальное расположение реакторов		
			расстояние между торцами, м	$\Psi_1 \cdot 10^9$, кГ/А ²	$F_y, \text{ т}$	расстояние между осями, м	$\Psi_2 \cdot 10^9$, кГ/А ²	$F_x, \text{ т}$
Реактор 2	0,77	0,078	$0,25 D_{cp} = 0,25$	23	38,6	$2 D_{cp} = 2$	1,2	2,0
Реактор 6	0,98	0,054	$0,25 D_{cp} = 0,37$	15	29	$2 D_{cp} = 2,96$	1,1	2,13
Реактор 8	0,98	0,045	$0,25 D_{cp} = 0,37$	15	29	$2 D_{cp} = 2,86$	1,1	2,13

Для снижения указанных воздействий на несущую изоляционную конструкцию целесообразно введение еще двух короткозамкнутых колец, расположенных на двух других торцах реакторов и имеющих общую ось с реакторами.

На рис. 1, д изображена принципиальная схема указанного устройства с двумя дополнительными короткозамкнутыми кольцами между реакторами и эпюра осевых сил.

БТР по рис. 1, д содержит токоограничивающие реакторы 1 и 2, которые установлены в соответствующие ячейки изоляционной конструкции, состоящей из опорных изоляторов и опорных площадок. Токоограничивающие реакторы связаны с устройством переключения, конструктивно состоящим из ряда стандартных разъединителей на данный класс напряжения, с помощью соединительных проводов. На торцах токоограничивающих реакторов 1, 2 между изоляционными прокладками установлены короткозамкнутые витки 3 и 4, 5 (см. приложение).

В рассмотренной БТР электродинамические силы минимальны, что позволяет уменьшать габариты и вес изоляционной конструкции и практически вдвое снизить число опорных изоляторов.

Приложение. Согласное включение реакторов 1 и 2 (рис. 1, в). При согласном включении реакторов 1 и 2 в короткозамкнутом витке под номером 3 возникает ток противоположного направления и, таким образом, для магнитного потока между реакторами 1 и 2 возникает значительное магнитное сопротивление. Магнитный поток реактора 1, не имея возможности пройти внутри короткозамкнутого витка 3 в область реактора 2, проходит снаружи короткозамкнутого витка 3, тем самым ослабляя осевую силу притяжения реактора 1 к реактору 2. В свою очередь, магнитный поток реактора 2, не имея возможности пройти внутри короткозамкнутого витка 2 в область реактора 1, проходит снаружи витка 2, тем самым ослабляя осевую силу притяжения реактора 2 к реактору 1.

Таким образом, короткозамкнутый виток 2 ослабляет влияние магнитного поля реакторов друг на друга. Следовательно, осевые силы в реакторах являются сугубо внутренними для каждого из них, и механических перемещений реакторов относительно друг друга не происходит.

Встречное включение реакторов 1 и 2 (рис. 1, д). При встречном включении реакторов 1 и 2 в короткозамкнутом витке под номером 3 ток вообще не возникает, если реакторы одинаковы и количество ампервитков в них равное. При встречном включении в короткозамкнутых витках под номерами 4 и 5 возникают токи противоположного направления. Магнитный поток реактора 1, не имея возможности из-за значительного магнитного сопротивления пройти внутри короткозамкнутого витка 4, приходит ниже него, тем самым увеличивая радиальное поле на верхнем торце реактора 1 и, соответственно, ослабляя осевую силу отталкивания реактора 1 от реактора 2. В свою очередь, магнитный поток реактора 2, не имея возможности пройти внутри короткозамкнутого витка 5, проходит выше него, тем самым увеличивая радиальное поле на нижнем торце реактора 2 и, соответственно, ослабляя осевую силу отталкивания реактора 2 от реактора 1. Следовательно, короткозамкнутые витки 4 и 5, увеличивая радиальное поле на торцах, разгружают верхнюю и нижнюю опоры от воздействия осевых сил.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буткевич Ю. В., Михайлов В. В., Ротгауз И. И. Реакторы.—Л.-М.: ГЭИ, 1933.
2. Сергеенков Б. М., Киселев В. М., Акимова Н. А. Электрические машины: Трансформаторы. Учебное пособие для электромеханических специальностей вузов / Под ред. И. П. Копылова.—М.: Высшая школа, 1989.
3. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов.—М.: Энергия, 1981.

[15.10.90]

УДК 621.315.616.9:621.317.333.8.001.6

Влияние предварительной электризации полиэтилена на его ресурс в импульсном электрическом поле

ГЕФЛЕ О. С., ЛОПАТКИН С. А.

Известно, что импульсная электрическая прочность диэлектриков зависит от полярности предварительно приложенного напряжения постоянного тока [1—5]. Изменение электрической прочности объясняется накоплением объемного заряда в диэлектрике.

Эффективность накопления объемного заряда в постоянном электрическом поле зависит не только от амплитуды, полярности, времени воздействия напряже-

ния, но и от степени неоднородности надмолекулярной структуры полимерных диэлектриков.

Надмолекулярная структура полиэтилена неоднородна и состоит из кристаллической и аморфной фаз. Кристаллическая фаза может содержать отдельные фрагменты с различной плотностью упаковки сферолитов, зависящей от их размеров. Накопление заряда на границах раздела структурных неодно-

родностей может происходить за счет переноса свободных носителей заряда и градиента релаксационной поляризации. Релаксационная поляризация P_s в полимерных диэлектриках может быть обусловлена как ориентацией дипольных образований, так и смещением зарядов в пределах отдельных фрагментов надмолекулярной структуры [6, 7]. Величина P_s за счет смещения зарядов зависит от концентрации, подвижности носителей заряда и проницаемости границ раздела.

Накопление заряда приводит к перераспределению электрического поля в объеме диэлектрика. Согласно принципу суперпозиции результирующая напряженность поля $E(x)$ в плоскопараллельном образце определяется выражением:

$$E(x) = E_v + E_q(x), \quad (1)$$

где $E_v = V/h$ — напряженность внешнего электрического поля; V — разность потенциалов; h — толщина образца; $E_q(x)$ — напряженность поля объемного заряда.

$E_q(x)$ и объемная плотность заряда $q(x)$ связаны соотношением

$$E_q(x) = \int_{x_{0i}}^x q(x') dx' / \epsilon_0 \epsilon = [-P_s(x) + \int_{x_{0i}}^x q_c(x') dx'] / \epsilon_0 \epsilon, \quad (2)$$

где x_{0i} — координаты плоскостей нулевого поля ($i=0, 1, \dots, h$; если индекс i принимает значение «0» или « h », то получаем x_{00} или x_{0h} — ближайшие к поверхности диэлектрика S_0 или S_h плоскости нулевого поля); q_c — объемная плотность свободного заряда; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость; ϵ_0 — электрическая постоянная.

Вне плоскостей нулевого поля величина $E(x)$ может существенно изменяться за счет $E_q(x)$. Если при $x_{0i-1} < x < x_{0i}$ $E(x) < E_v$, то при $x_{0i} < x < x_{0i+1}$ $E(x) > E_v$ и наоборот.

Изменение напряженности поля в образце за счет накопления объемного заряда можно характеризовать коэффициентом искажения поля

$$\alpha(x) = E(x)/E_v. \quad (3)$$

Если $E(x)$ больше или меньше E_v , то в некоторой части диэлектрика напряженность электрического поля будет усиливаться либо ослабляться. Соответственно процессы, вызывающие пробой диэлектрика, могут развиваться более интенсивно либо замедляться. Следовательно регулированием поля в диэлектрике можно добиться не только увеличения (или уменьшения) его электрической прочности, но и изменения ресурса. Для этого необходимо найти способы управления накоплением объемного заряда в диэлектрике.

В статье показан один из способов регулирования поля в полиэтилене низкой плотности (ПЭНП) с целью повышения его ресурса. Напряженность электрического поля в диэлектрике определяется выражением (1), где $E_q(x)$ удовлетворяет условию

$$\int_0^h E_q(x) dx = 0. \quad (4)$$

В соответствии с этим условием вектор напряженности электрического поля объемного заряда должен изменять направление. Поэтому в зависимости от распределения объемного заряда величина $\alpha(x)$ может существенно изменяться с координатой x в одном и том же образце.

Допустим, что разрушение диэлектрика инициируется с поверхности, прилегающей к электродам. Тогда для увеличения ресурса диэлектрика необходимо уменьшить напряженность поля в приэлектродных областях.

Это может быть достигнуто за счет накопления гомозаряда у потенциального и заземленного электродов. Заряд должен концентрироваться на таком расстоянии от электродов, чтобы в центральной части образца усиление поля было несущественным.

Для определения условий предварительной электризации ПЭНП в постоянном электрическом поле, при которых наблюдается оптимальное соотношение накопленного заряда и времени его релаксации, нами проводились исследования распределения заряда $q(x)$ и поля $E_q(x)$ в зависимости от E_v и времени зарядки образцов t_v . Распределение поля и заряда контролировалось методом акустического зондирования [8].

Зарядка образцов ПЭНП с напыленными электродами из серебра, а также прижимными электродами из алюминия осуществлялась от источника постоянного напряжения. Толщина образцов составляла 0,63 мм. Амплитуда напряжения положительной или отрицательной полярности варьировалась от 15 до 43 кВ, время выдержки под напряжением — от 1 до 15 мин. Через минуту после прекращения воздействия напряжения производилось зондирование образцов акустическим методом.

Результаты исследований показали, что при $E_v = 20-45$ кВ/мм и $t_v = 1-15$ мин в образцах ПЭНП происходит преимущественное накопление гомозаряда. При $E_v > 50$ кВ/мм распределение заряда пространственно неоднородно, а в приэлектродных областях происходит накопление как гомо-, так и гетерозаряда. С ростом E_v от 20 до 45 кВ/мм ($V = 15-28$ кВ) объемная плотность заряда q увеличивается примерно в 9 раз. С увеличением t_v от 1 до 10 мин q растет, а затем изменяется незначительно. При отрицательной полярности объемная плотность накопленного заряда примерно в 2 раза больше, чем при положительной. Влияние электродов на эффективность электризации обнаружено не было. Как с напыленными, так и прижимными электродами среднее значение \bar{q} (определенное по результатам измерения 30 образцов) остается в пределах статистического разброса.

При $E_v = 45$ кВ/мм и $t_v = 10$ мин наблюдается оптимальное соотношение накопленного заряда и времени его релаксации. Кривые релаксации объемного заряда, выраженного в относительных единицах ($\bar{q}(t)$ — объемная плотность заряда в момент времени t , \bar{q}_0 — объемная плотность заряда, измеренная через минуту после прекращения воздействия напряжения), приведены на рис. 1. Видно, что с увеличением

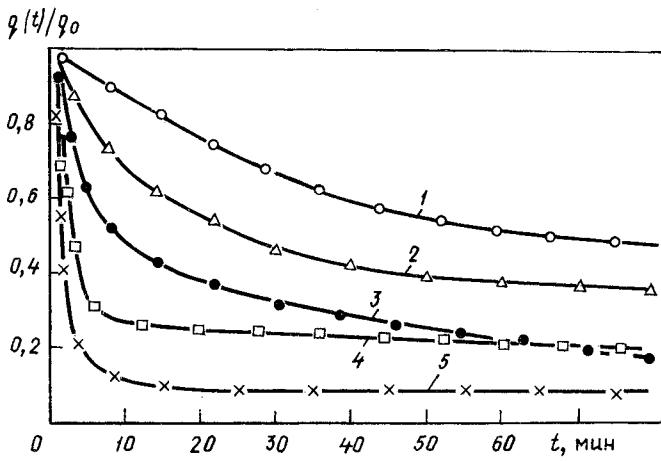


Рис. 1. Релаксация объемного заряда в ПЭНП: 1 — $V = +15$ кВ, $t_v = 15$ мин; 2 — $V = +17$ кВ, $t_v = 15$ мин; 3 — $V = +21,5$ кВ, $t_v = 10$ мин; 4 — $V = +28$ кВ, $t_v = 10$ мин; 5 — $V = -28$ кВ, $t_v = 10$ мин

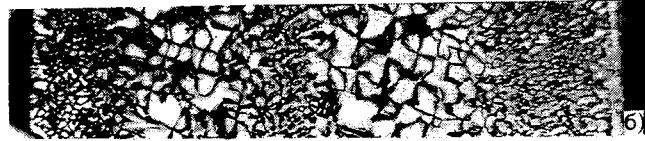
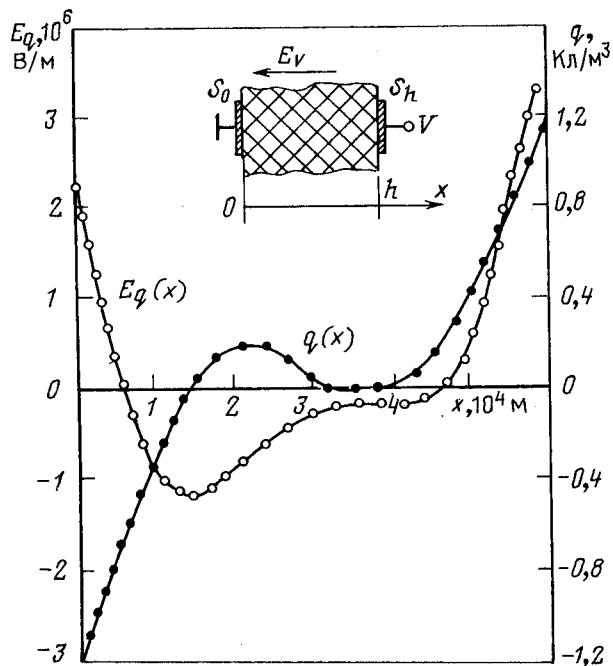


Рис. 2. Распределение поля и заряда в ПЭНП (а) и его надмолекулярная структура (б)

напряжения от 15 до 28 кВ быстрая составляющая времени релаксации заряда увеличивается. При $V = \pm 28$ кВ быстрая релаксация прекращается в течение 5 мин, а остаточный заряд в 7 раз больше, чем при $V = 15$ кВ.

В случае оптимального режима электризации ($E_v = 45$ кВ/мм и $t_v = 10$ мин) заряд концентрируется на расстоянии 80–100 мкм от поверхности электродов, а напряженность поля объемного заряда в приэлектродных областях составляет от 3 до 6 кВ/мм. В табл. 1 приведены средние значения заряда и его дисперсия σ_q у потенциального (q^0 , σ_q^0) и заземленного (\bar{q}^0 , $\sigma_{\bar{q}}^0$) электродов. Видно, что предварительной электризацией ПЭНП в постоянном электрическом поле невозможно добиться существенного увеличения объемной плотности заряда из-за неоднородности зарядки образцов.

Даже при оптимальных условиях электризации эффективность накопления заряда определяется степенью неоднородности надмолекулярной структуры каждого образца. В образцах с однородной структурой заряд концентрируется в приэлектродных областях.

В образцах, структура которых содержит фрагменты с различной плотностью упаковки сферолитов, кроме накопления заряда в приэлектродных областях происходит накопление заряда между границами раздела этих фрагментов (рис. 2). Это приводит к большому разбросу величины накопленного заряда и снижает эффективность электризации.

Очевидно, что для существенного увеличения ресурса необходимо уменьшить разброс q и обеспечить возможно большее ослабление поля в объеме диэлектрика. Это может быть достигнуто за счет увеличения проводимости приповерхностной области диэлектрика и облегчения условий генерации носителей заряда. Увеличить проводимость ПЭНП можно, например, облучением потоком заряженных частиц (электронов, протонов и т. д.). Известно, что в этом материале внедренное облучением заряд релаксирует плотностью после прекращения облучения в течение 20–30 мин. При поглощенных дозах $D > 3 \cdot 10^5$ Гр остаточная радиационно-стимулированная проводимость примерно в 4–5 раз превышает проводимость необлученного полиэтилена. Повышенная проводимость приповерхностной области ПЭНП, можно добиться «увеличения q при меньшей напряженности поля E_v .

Для проверки этого положения образцы ПЭНП толщиной 0,63 мм облучались протонами на глубину 30–40 мкм. Поглощенная доза составляла $(3–5) \times 10^5$ Гр. Через трое суток после прекращения облучения образцы электризовались в постоянном электрическом поле при $E_v = +24$ кВ/мм в течение 10 мин. Через 5 мин после отключения напряжения постоянного тока проводилось зондирование образцов. Оказалось, что среднее значение остаточного заряда (определенное по результатам измерения 30 образцов) в 3–5 раз превышает q образцов, электризованных при $E_v = +45$ кВ/мм. При этом разброс величины q уменьшается примерно на 40–60 %.

Для сравнения ресурса образцов ПЭНП, не электризованных и электризованных в постоянном электрическом поле, проводилось их испытание до пробоя импульсным напряжением апериодической формы положительной полярности с частотой следования импульсов $f = 400$ имп/с. Длительность фронта и импульса составляла соответственно 3 и 4 мкс, напряженность поля $E_u = 75$ кВ/мм. В каждом случае испытывалось по 30 образцов. Зарядка образцов, а затем их испытание проводились в системе электродов, обеспечивающих однородное электрическое поле.

Результаты зондирования E_q и ресурсных испытаний приведены в табл. 2, где приняты следующие обозначения: \bar{E}_q — среднее значение напряженности поля объемного заряда: $\bar{a} = (\bar{E}_u + \bar{E}_q)/\bar{E}_u$ — средний коэффициент искажения поля в приэлектродных областях; n — количество импульсов до пробоя при вероятностях $P(n) = 0,05, 0,632$ и $0,81$.

Из табл. 2 следует, что в случае противополож-

Таблица 2
Влияние электризации на ресурс ПЭНП в импульсном электрическом поле напряженностью 75 кВ/мм

Условия электризации	E_q , кВ/мм	\bar{a}	Количество импульсов до пробоя n при $P(n)$, равных		
			0,05	0,632	0,81
Неэлектризованные образцы	—	—	$1,7 \cdot 10^3$	$1,4 \cdot 10^6$	$2,6 \cdot 10^6$
$E_u = -45$ кВ/мм	+5,9	1,08	$1,7 \cdot 10^3$	$1,8 \cdot 10^5$	$3,8 \cdot 10^6$
$E_u = +45$ кВ/мм	-4,3	0,94	$4,4 \cdot 10^3$	$2,2 \cdot 10^6$	$4,3 \cdot 10^6$
$E_u = +24$ кВ/мм (облученные)	-14,9	0,79	$1,6 \cdot 10^4$	$5,1 \cdot 10^6$	$2,7 \cdot 10^7$

Таблица 1
Результаты зондирования электризованных образцов ПЭНП

Условия электризации	\bar{q}^0 , Кл/м ³	\bar{q}^0 , Кл/м ³	$\sigma_{\bar{q}}^0$, Кл/м ³	$\sigma_{\bar{q}}^0$, Кл/м ³
$E_u = +45$ кВ/мм; $t_v = 10$ мин	+0,78	-0,66	0,13	0,15
$E_u = -45$ кВ/мм; $t_v = 10$ мин	-1,31	+1,78	0,21	0,35

ной полярности постоянного и импульсного напряжения вследствие усиления поля в приэлектродных областях среднее число импульсов до пробоя ПЭНП ($P=0,632$) уменьшается на 87 %.

Более эффективное ослабление поля в приэлектродных областях наблюдается при модификации поверхности ПЭНП облучением протонами. В случае малой вероятности пробоя ($P=0,05$), представляющем интерес для практики, сочетание предварительной электризации и модификации приповерхностной области ПЭНП позволяет увеличить ресурс на 840 %. Для получения большего эффекта необходима оптимизация поглощенной дозы, глубины облучения и режима электризации модифицированных образцов.

В заключение можно сделать вывод, что регулированием распределения поля в диэлектрике можно получить существенное увеличение ресурса ПЭНП. Модификация приповерхностной области ПЭНП облучением потоком заряженных частиц является эффективным способом управления процессом накопления объемного заряда в ПЭНП с целью повышения его ресурса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Э. Ч. Г.

1. Влияние инжектированного заряда на пробивное напряжение / Юмото и др.— Дэнки гаккай ромбунси, 1976, т. 96А, № 9.

2. Bradwell A., Cooper R., Varlow B. Conduction in polyethylene with strong electric fields and effect of prestressing on the electric strength.— Proc. IEE, 1971, vol. 118, N 1, p. 247—254.

3. Beyer M., Kuenen K. W. Über den Einfluss von Stoss- und Gleichspannungsvorbelastungen auf die Stossdurchschlagsfestigkeit von Epoxidharz.— 25 Int. Wiss. Kolleg. Ilmenau 27—30 Okt., 1980, Heft 3, Vortr. A.3-A.4, Ilmenau 1a, p. 25—28.

4. Selle F., Olshausen R. Mixed DC and impulse voltage test on polyethylene-insulated power cables: test set-up and breakdown results.— 4-th Int. Conf. Dielec. Mater., Meas. and Appl., Lancaster, Sept. 1984.

5. Yoshimura N., Noto F. Effects of DC prestressing on tree initiation in polyethylene with and without needle-shaper void.— IEEE Trans. Elec. Insul., 1984, N 2, p. 135—140.

6. Chapeau F., Alquie C., Lewiner J. Influence of the manufacturing process of LDPE on the build-up of a space charge distribution under electric stress.— Annu. Rept. Conf. Elec. Insulat. and Dielec. Phenom., Glaymont, Del., Nov. 1986, N. W., 1986, p. 180—185.

7. Leal Ferreira G. F. Directional trapping.— IEEE Trans. Elec. Insul., 1989, vol. 24, N 3, p. 425—428.

8. Устройство для акустического зондирования электрического поля в твердых диэлектриках / С. М. Лебедев, О. С. Гефле, А. Н. Кузьмин, В. Я. Ушаков.— Приборы и техника эксперимента, 1988, № 6.

[06.02.91]

УДК 537.8.001.24

Распределение потенциала от точечного источника тока, расположенного на линии сопряжения цилиндра с плоскостью

МЕЙЕР А. А.

Решение поставленной задачи может найти применение в различных областях, например для зондовых методов контроля деталей, имеющих форму цилиндра с фланцем.

Пусть точечный источник тока находится на линии сопряжения цилиндра с фланцем (рис. 1). Удельное сопротивление ρ и толщина d стенок боковой поверхности цилиндра и фланца могут быть различными. Предположим, что $\rho = \text{const}$, а толщина стенок фланца и цилиндра достаточно мала. Тогда можно от удельного сопротивления ρ перейти к поверхностному $\rho_{\text{пов}} = \rho/d$. В дальнейшем использовано понятие поверхностной проводимости $\sigma_{\text{пов}} = 1/\rho_{\text{пов}}$, причем индекс «пов» опущен.

Таким образом, математически задача будет сформулирована следующим образом (индексом I обозначают величины, соответствующие плоской поверхности кольца, а индексом II — величины, относящиеся к цилиндрической поверхности). На плоской поверхности кольца потенциал V^I удовлетворяет уравнению Лапласа в полярных координатах:

$$\frac{\partial^2 V^I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V^I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V^I}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (1)$$

и граничному условию:

$$\sigma_1 \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_2} = 0, \quad (2)$$

где R_2 — внешний радиус кольца.

На поверхности цилиндра потенциал V^{II} удовлетворяет уравнению Лапласа для цилиндрической поверхности:

$$\frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 V^{II}}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 V^{II}}{\partial z^2} = 0 \quad (3)$$

и граничному условию

$$V^{II} \Big|_{z=L} = 0, \quad (4)$$

где L — длина цилиндра; R_1 — радиус цилиндра (рис. 1).

Наконец, на линии сопряжения цилиндра с плоскостью должны выполняться условия непрерывности для потенциалов и токов:

$$V^I(r, \varphi) \Big|_{r=R_1} = V^{II}(z, \varphi) \Big|_{z=0}; \quad (5)$$

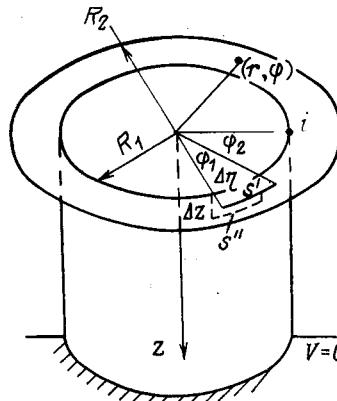


Рис. 1

$$-\sigma_1 \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_1} = \sigma_2 \frac{\partial V^{II}}{\partial z} \Big|_{z=0}. \quad (6)$$

Условие (6) справедливо для всех точек линии сопряжения цилиндра с плоскостью, кроме точки, в которой находится источник тока. Чтобы записать граничное условие для токов, справедливое для всех точек этой линии, рассмотрим замкнутый контур, показанный на рис. 1. Он состоит из следующих частей:

1) дуги s' , расположенной в плоскости кольца на расстоянии Δr от линии раздела; 2) дуги s'' , расположенной на поверхности цилиндра на расстоянии Δz от линии раздела; 3) отрезков Δr и Δz , расположенных в плоскости (φ_1, r, z) , соединяющих дуги s' и s'' при $\varphi=\varphi_1$; 4) отрезков Δr и Δz , расположенных в плоскости (φ_2, r, z) и соединяющих дуги s' и s'' при $\varphi=\varphi_2$. Вычислим полный ток, вытекающий из этого контура.

Ток i' , вытекающий из контура через дугу s' :

$$i'' = -\sigma_1 \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_1+\Delta r} (R_1 + \Delta r) d\varphi.$$

Ток i'' , вытекающий из контура через дугу s'' :

$$i'' = -\sigma_2 \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\partial V^{II}}{\partial z} \Big|_{z=\Delta z} R_1 d\varphi.$$

При $\Delta z \rightarrow 0$, $\Delta r \rightarrow 0$ полный ток, вытекающий из контура, равен

$$i' + i'' = - \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \left(\sigma_1 \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_1} + \sigma_2 \frac{\partial V^{II}}{\partial z} \Big|_{z=0} \right) R_1 d\varphi.$$

Если точечный источник находится внутри контура, полный ток, вытекающий из контура, равен току источника i . Если источник находится вне контура, полный ток равен нулю. Таким образом можно записать (источник тока находится на луче $\varphi=0$):

$$-\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{R_1}{i} \left(\sigma_2 \frac{\partial V^{II}}{\partial z} \Big|_{z=0} + \sigma_1 \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_1} \right) d\varphi =$$

$$= \begin{cases} 1, & \text{если значение } \varphi=0 \text{ находится внутри интервала } (\varphi_1, \varphi_2); \\ 0, & \text{если значение } \varphi=0 \text{ находится вне интервала } (\varphi_1, \varphi_2) \end{cases} \quad (7)$$

Величина, стоящая в выражении (10) под знаком интеграла, является по определению δ -функцией [1]. Поэтому искомое граничное условие имеет вид

$$\sigma_2 \frac{\partial V^{II}}{\partial z} \Big|_{z=0} + \sigma_1 \frac{\partial V^I}{\partial r} \Big|_{r=R_1} = -\frac{i}{R_1} \delta(\varphi). \quad (8)$$

Уравнения (1) и (3) могут быть решены методом разделения переменных. Полагая

$V_n^I = R_n(r) \cos n\varphi$; $V_n^{II} = Z_n(z) \cos n\varphi$ для $n=0, 1, 2, \dots$, получаем для $R_n(r) \dots Z_n(z)$ уравнения

$$r^2 \frac{d^2 R_n}{dr^2} + r \frac{dR_n}{dr} = n^2 R_n; \quad (9)$$

$$\frac{d^2 Z_n}{dz^2} = \frac{n^2}{R_1^2} Z_n \text{ для } n \neq 0 \quad (10)$$

и уравнения

$$r \frac{d^2 R_0}{dr^2} + \frac{dR_0}{dr} = 0; \quad (11)$$

$$\frac{d^2 Z_0}{dz^2} = 0 \text{ для } n=0. \quad (12)$$

Решения уравнений (14) и (15), удовлетворяющие граничным условиям (2) и (4), имеют вид

$$R_n(r) = (r/R_2)^n + (r/R_2)^{-n}; \quad (13)$$

$$Z_n(z) = \operatorname{sh} \frac{z-L}{R_1} \text{ для } n \neq 0. \quad (14)$$

Решения уравнений (16) и (17) имеют вид

$$R_0 = A_0 + C_0 \ln \frac{r}{R_1}; \quad (15)$$

$$Z_0 = B_0(z-L). \quad (16)$$

Функция Z_0 удовлетворяет уравнению (17) и граничному условию (4), функция R_0 удовлетворяет уравнению (16) и условию (2) при $C_0=0$. Таким образом, общее решение для потенциала V имеет вид:

в области I ($R_1 < r < R_2$)

$$V^I(r, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n [(r/R_1)^n + (r/R_2)^{-n}] \cos n\varphi + A_0; \quad (17)$$

в области II ($0 < z < L$)

$$V^{II}(z, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \operatorname{ch} \frac{(z-L)}{R_1} n \cos n\varphi + B_0(z-L). \quad (18)$$

Из условия непрерывности (5) на линии сопряжения поверхностей ($r=R_1$, $z=0$) имеем

$$B_n = -A_n \frac{[(R_1/R_2)^n + (R_1/R_2)^{-n}]}{\operatorname{sh} \frac{nL}{R_1}}; \quad B_0 = -\frac{A_0}{L}. \quad (19)$$

Подставим выражения (22) и (23) в условие (11) и получим

$$\sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sigma_2 B_n n \operatorname{ch} \frac{Ln}{R_1} + \sigma_1 n A_n \left[\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^n - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-n} \right] \times \right. \\ \left. \times \cos n\varphi \right\} + \sigma_2 B_0 R_1 = -i \delta(\varphi).$$

Умножая полученное уравнение на $\cos n'\varphi$ и интегрируя по φ от $-\pi$ до $+\pi$, получаем

$$B_n \sigma_2 \operatorname{ch} \frac{Ln}{R_1} + A_n \sigma_1 \left[\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^n - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-n} \right] = -\frac{i}{n\pi}; \\ B_0 = -\frac{i}{2\pi R_1 \sigma_2}.$$

Подставляя сюда (24), получаем

$$A_n \left\{ \sigma_2 \operatorname{ch} \frac{Ln}{R_1} \left[\frac{(R_1/R_2)^n + (R_1/R_2)^{-n}}{\operatorname{ch} \frac{Ln}{R_1}} \right] - \sigma_1 \left[\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^n - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-n} \right] \right\} = \frac{i}{n\pi}.$$

Отсюда

$$A_n = \frac{i}{\pi n} \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-n} \left\{ \sigma_2 \operatorname{cth} \frac{Ln}{R_1} \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] + \right.} \\ \left. + \frac{1}{\sigma_1 \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right]} \right\}};$$

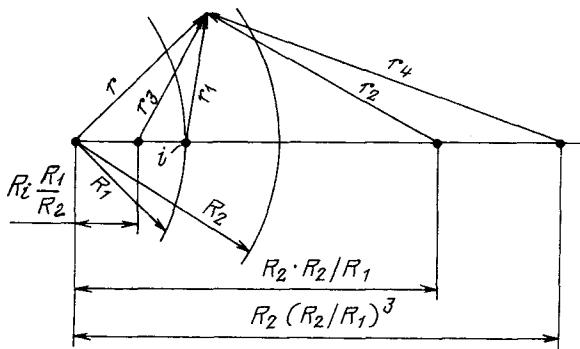


Рис. 2

$$B_n = -\frac{i}{\pi n} \frac{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2n}}{\operatorname{sh} \frac{Ln}{R_1} \left\{ \sigma_2 \operatorname{cth} \frac{Ln}{R_1} \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2n} \right] + \sigma_1 \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2n} \right] \right\}}$$

Таким образом, распределение потенциала по контактной площадке и по боковой поверхности цилиндра имеет вид

$$V^I(r, \varphi) = \frac{i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left[\left(\frac{R_1 r}{R_2^2} \right)^n + \left(\frac{R_1}{r} \right)^n \right] \cos n\varphi}{n \left\{ \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] \sigma_1 + \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] \times \left(\operatorname{sh} \frac{nL}{R_1} \right)^2 \right\}} + \frac{iL}{2\sigma_2 \pi R_1}; \quad (20)$$

$$V^{II}(r, \varphi) = \frac{i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] \operatorname{sh} \frac{n(z-L)}{R_1} \cos n\varphi}{n \left\{ \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] \sigma_1 + \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right] \times \left(\operatorname{sh} \frac{nL}{R_1} \right)^2 \right\}} - \frac{i(z-L)}{2\pi R_1 \sigma_2}. \quad (21)$$

Если $\frac{L}{R_1} \gg 1$, то $\operatorname{ch} \frac{nL}{R_1} \approx \operatorname{sh} \frac{nL}{R_1}$, $\operatorname{cth} \frac{nL}{R_1} \approx 1$ и выражение (17) для потенциала V^I упрощается:

$$V^I(r, \varphi) = \frac{i}{\pi(\sigma_1 + \sigma_2)} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{R_1}{r} \right)^n + \left(\frac{rR_1}{R_2^2} \right)^n}{\left[1 + \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \right]} \cos n\varphi + \frac{iL}{2\pi R_1 \sigma_2}.$$

Дробь под знаком суммы можно разложить в ряд по возрастающим степеням величины $\frac{\sigma_1 - \sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2$ и, если выполняется условие

$$\left| \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2} \right| \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \ll 1,$$

можно ограничиться первыми двумя членами разложения. При этом относительная погрешность приближенного выражения будет иметь порядок $\left[\frac{\sigma_1 - \sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right]^2$.

Таким образом,

$$V^I(r, \varphi) = \frac{i}{\pi(\sigma_1 + \sigma_2)} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[\left(\frac{rR_1}{R_2} \right)^n + \left(\frac{R_1}{r} \right)^n \right] \cos n\varphi - \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_1 + \sigma_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2n} \left(\left[\frac{rR_1}{R_2} \right]^n + \left(\frac{R_1}{r} \right)^n \right) \cos n\varphi + \dots \right\} + \frac{iL}{2\pi R_1 \sigma_2}. \quad (22)$$

Используя известное соотношение [2]

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{p^n \cos n\varphi}{n} = -\ln \sqrt{p^2 - 2p \cos \varphi + 1},$$

получаем

$$V^I(r, \varphi) = \frac{i}{\pi(\sigma_1 + \sigma_2)} \left\{ \left[-\ln \sqrt{\left(\frac{R_1}{r} \right)^2 - 2 \frac{R_1}{r} \cos \varphi + 1} - \ln \sqrt{\left(\frac{rR_1}{R_2^2} \right)^2 - 2 \frac{rR_1}{R_2^2} \cos \varphi + 1} \right] + \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_1 + \sigma_2} \times \left[\ln \sqrt{\left(\frac{R_1}{r} \right)^2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 - \left(\frac{R_1}{r} \right) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \cos \varphi + 1} + \ln \sqrt{\left(\frac{rR_1}{R_2^2} \right)^2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 - 2 \frac{rR_1}{R_2^2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2 \cos \varphi + 1} \right] + \frac{iL}{2\pi \sigma_2 R_1} \right\}.$$

Полученный результат имеет простую интерпретацию. Обозначим (рис. 2):

$$r_1 = \sqrt{r^2 - 2R_1 r \cos \varphi + R_1^2}; \\ r_2 = \sqrt{r^2 - 2 \left(R_2 \frac{R_1}{R_1} \right) r \cos \varphi + \left(R_2 \frac{R_1}{R_1} \right)^2}; \\ r_3 = \sqrt{r^2 - 2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right) R_1 r \cos \varphi + R_1^2 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2}; \\ r_4 = \sqrt{r^2 - 2R_2 \frac{R_1^3}{R_1^2} r \cos \varphi + \left(R_2 \frac{R_1^3}{R_1^2} \right)^2}.$$

Тогда потенциал точечного источника на поверхности кольца можно представить как сумму потенциалов нескольких источников на бесконечной однородной плоскости, находящихся на луче $\varphi = 0$. Действительно, r_1 есть расстояние точки (r, φ) от точечного источника тока, находящегося в точке $(R_1, 0)$. Аналогично r_3, r_4 суть расстояния между точкой (r, φ) и мнимыми источниками тока, находящимися на луче $\varphi = 0$ на расстояниях соответственно $R_2 \frac{R_1}{R_1}$, $R_1 \frac{R_1^2}{R_2^2}$, $R_2 \frac{R_1^3}{R_1^2}$ от центра. В этих обозначениях

$$V^I(r, \varphi) = \frac{i}{\pi(\sigma_1 + \sigma_2)} \left\{ \ln \frac{r \left(R_2 \frac{R_1}{R_1} \right)}{r_1 r_2} - \frac{r \left(R_2 \frac{R_1^3}{R_1^2} \right)}{r_3 r_4} \right\} + \frac{iL}{2\pi R_1 \sigma_2}.$$

Если проводимость кольца σ_1 равна проводимости цилиндра, то распределение потенциала по поверхности

кольца имеет вид распределения потенциала на бесконечной плоскости от трех источников: одного действительного источника тока i и двух мнимых источников тока i и $-i$, расположенных в центре ($+i$) и на расстоянии $R_2 \frac{R_2}{R_1}$ от центра ($-i$) на том же луче, что и действительный источник. Если $\sigma_1 \neq \sigma_2$, то к этим трем источникам следует добавить еще три источника $\pm \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} i$, расположенных в центре и на полярной оси

на расстояниях $R_1 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$ и $R_2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^3$ от центра по разные стороны от действительного источника i .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иваненко Д. Д., Соколов А. А. Классическая теория поля. М.—Л., 1949.
2. Градштейн И. С., Рыжик И. И. Таблицы интегралов, рядов и произведений.— М.: Физматгиз, 1962.

[22.04.91]

УДК 621.3.044:536.53(088.8)

Переменное магнитное поле в проводящем цилиндре с нелинейным распределением температуры по радиусу

БЯЛИК О. М., ДОНИЙ А. Н., АЛЕКСЕЕВ В. Ю.

Киев

При расчете передаточной функции шумового термометра с индуктивным преобразователем, предназначенным для измерения температур жидких металлов и сплавов, необходимо знать распределение электромагнитного поля в проводящем цилиндре. В общем случае, распределение температуры является нелинейным. Градиент температуры определяется теплопроводностью материала, геометрическими размерами тела, условиями теплоотвода на его поверхности и характеризуется критерием Bi [1]. В [2] приведена методика расчета электромагнитного поля в нагреваемом цилиндре при постоянной температуре на его поверхности и большой глубине проникновения поля. Целью данной статьи является определение влияния неравномерного распределения температуры на плотность электромагнитного поля в оставшающемся цилиндре при произвольной глубине проникновения.

Рассмотрим проводящий цилиндр, теплоотвод с поверхности которого описывается граничными условиями третьего рода [1].

Введем безразмерные координаты в уравнения Максвелла для среды с проводимостью ϵ , пользуясь методикой, предложенной в [2], получим однородное дифференциальное уравнение второго порядка с переменными коэффициентами, описывающее распределение поля в цилиндре:

$$\frac{d^2y}{dx^2} + \left(\frac{1}{x} - \frac{1}{\sigma} \frac{d\sigma}{dx} \right) \frac{dy}{dx} - j\omega\mu\sigma r^2 y = 0, \quad (1)$$

где $y = \hat{H}/\hat{H}_0$; $x = r/r_0$; r_0 — радиус цилиндра; \hat{H}_0 — напряженность поля на его поверхности.

Распределение температуры по радиусу цилиндра аппроксимируем полиномом второй степени, коэффициенты которого зависят от критерия Bi :

$$T(x) = \beta(1 - \alpha x^2), \quad (2)$$

где $\alpha = A/[1 + T_s/[B(T_0 - T_s)]]$;

$$\beta = B(T_0 - T_s) + T_s;$$

A, B — постоянные, зависящие от Bi ; T_0, T_s — начальная температура и температура окружающей среды, соответственно.

Так как в области высоких значений температур проводимость измеряется обратно пропорционально аб-

солютной температуре [3], зависимость проводимости от радиальной координаты будет иметь вид:

$$\sigma(x) = \sigma_0/(1 - \alpha x^2), \quad (3)$$

где σ_0 — удельная проводимость на оси цилиндра.

В результате уравнение (1) приводим к виду

$$y''(x) + f_1(x)y'(x) + f_2(x)y(x) = 0, \quad (4)$$

где

$$f_1(x) = (1 + \alpha x^2)/[x(1 - \alpha x^2)];$$

$$f_2(x) = -j\omega/(1 - \alpha x^2); \quad \omega = \omega\mu\sigma r_0^2.$$

Общее решение этого уравнения представляет собой линейную комбинацию частных решений. Одно из них, согласно теореме Фукса, может быть найдено в виде:

$$y_1(x) = (x - x_n)^\nu \sum_{\lambda=0}^{\infty} a_\lambda (x - x_n)^\lambda, \quad (5)$$

где x_n — полюс функций $f_1(x), f_2(x)$.

При этом пределы произведений $(x - x_n)f_1(x), (x - x_n)f_2(x)$ должны оставаться конечными при $x \rightarrow x_n$.

Функции $f_1(x), f_2(x)$ в уравнении (4) имеют три полюса $x_{n1} = 0, x_{n2}, z = \pm 1/\sqrt{\alpha}$, каждый из которых удовлетворяет условиям теоремы Фукса, однако только полюс $x_n = 0$ попадает в область определения $x(x \in [0; 1])$ для любых значений Bi . С учетом этого, частное решение уравнения (5) запишем как

$$y_1(x) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} a_\lambda x^{\nu+\lambda}. \quad (6)$$

Значения коэффициентов a_λ определяем подстановкой частного решения (6) в уравнение (4) и приравниваем $(\nu + \lambda - 2)$ -х степеней x :

$$(\nu + \lambda)^2 a_\lambda = (\alpha[(\nu + \lambda) - 2][(\nu + \lambda) - 4] - j\omega)a_{\lambda-2}. \quad (7)$$

Записывая (7) для $\lambda = 0, 1$ и учитывая, что $a_{-1} = a_{-2} = 0$, получаем систему уравнений, решение которой представляет собой дизъюнкцию:

$$\begin{cases} \nu = 0; \\ a_1 = 0 \end{cases} \text{ либо } \begin{cases} \nu = -1; \\ a_0 = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Вследствие того, что плотность тока на оси цилиндра убывает до нуля, а значит $y'(0) = 0$, выбираем первую пару решений. Их подстановка в (7) позволяет записать рекуррентное соотношение для расчета коэффициентов a_k :

$$(2r)^2 a_{2r} = [2\alpha(r-1)(r-2) - j\kappa] a_{2r-2}, \quad (9)$$

где $r = \lambda/2$.

В результате частное решение (6) примет вид

$$y_1(x) = a_0 \left\{ 1 + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{\prod_{k=1}^r C_k}{(r!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^{2r} \right\}, \quad (10)$$

где $C_k = 2\alpha(k-1)(k-2) - j\kappa$.

Второе частное решение дифференциального уравнения (4), линейное, независимое от первого, находится с использованием формулы Лиувилля:

$$y_2(x) = B \sum_{k=0}^{\infty} a_k x^{2k} \int \frac{dx}{\left[\sum_{k=0}^{\infty} a_k x^{2k} \right]^2 x / (\alpha x^2 - 1)}. \quad (11)$$

Модуль функции $y_2(x)$ неограниченно возрастает при x , стремящемся к нулю, следовательно константа интегрирования B при втором частном решении (11) принимается равной нулю. Таким образом, (10) будет общим решением уравнения (4).

Комплексная константа a_0 определяется из условия нормировки поля на поверхности цилиндра [$y(1) = 1$]:

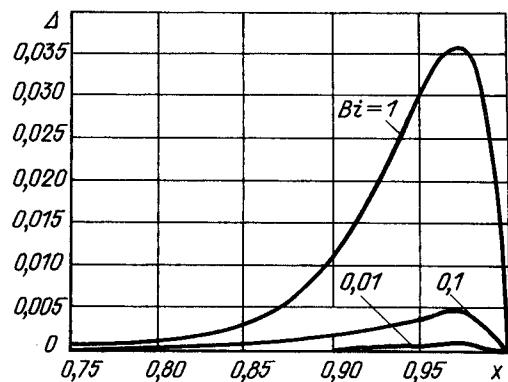
$$a_0 = 1 / \left(1 + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{\prod_{k=1}^r C_k}{(r!)^2 4^r} \right). \quad (12)$$

В случае равномерно нагретого цилиндра ($\alpha = 0$) решение уравнения (4) сводится к известному выражению, описывающему поверхностный эффект [4], что доказывает непротиворечивость полученных результатов:

$$y(x)|_{\alpha=0} = A_1 J_0(\sqrt{\kappa} j^{3/2} x) = A_1 M_0(\sqrt{\kappa} x) \exp[j\theta_0(\sqrt{\kappa} x)], \quad (13)$$

где $A_1 = 1 / \{M_0(\sqrt{\kappa}) \exp[j\theta_0(\sqrt{\kappa})]\}$; M_0 , θ_0 — соответственно модуль и аргумент функции Кельвина.

Рисунок характеризует величину расхождения Δ между расчетными значениями, полученными без учета влияния градиента температуры на проводимость материала цилиндра [формула (13)], и значениями, найденными по формуле (10). Как видно из рисунка, амплитуда расхождения возрастает с увеличением Bi .



Зависимость величины расхождения между расчетными значениями магнитного поля, полученными при помощи точной формулы (10) и приближенной (13) от радиуса для $x = 10^3(1 - Bi) = 0,01; 2 - Bi = 0,1; 3 - Bi = 1,0$

При значениях Bi , равных 0,01; 0,1; 1,0, ее максимальное значение составляет 0,001; 0,005; 0,037. Следовательно, погрешность расчетов по стандартной формуле (13) достигает в этих случаях 0,1; 0,5; 3,7 % соответственно и возрастает по мере увеличения градиента температур. Влияние κ на величину погрешности незначительно.

Таким образом, в статье получено решение уравнения поля для тела цилиндрической формы, выполненного из проводящего материала в случае неравномерного распределения температуры по его сечению при произвольной глубине проникновения электромагнитного поля в материал.

Анализ результатов показывает, что для каждого конкретного случая необходимо провести оценку градиента температуры, используя критерий Bi , а затем, в зависимости от величины расхождения Δ и требуемой точности, расчеты проводить либо с помощью выражения (10), учитывающего влияние температуры, либо по приближенному выражению (13).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Юдаев Б. Н. Теплопередача.— М.: Высшая школа, 1973.
- Губин Ю. П., Жарков Ф. П. Расчет поля в бесконечном проводящем цилиндре, находящемся в поле бесконечного соленоида, в случае большой глубины проникновения при учете нелинейной зависимости проводимости от радиуса.— Тр. МЭИ, 1975, вып. 251.
- Киттель Ч. Элементарная физика твердого тела.— М.: Наука, 1965.
- Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров.— М.: Наука, 1967.

[01.08.90]

Аппроксимация кривых намагничивания ферромагнитных устройств

СОКОЛОВ С. Е. канд. техн. наук

Алма-Ата

Метод аппроксимации кривых намагничивания получил широкое применение при моделировании и анализе ферромагнитных устройств электроэнергетического назначения. Основным вопросом аппроксимации является точность отображения во всем диапазоне изменения параметров, однако критерии точности не регламентируются и, чаще всего, определяются индивидуально, в зависимости от постановки задачи.

Опубликованные данные о магнитных материалах в виде характеристик электротехнических сталей показывают, что, с одной стороны, они не зависят от толщины прокатки и содержания кремния и в какой-то степени универсальны, а с другой стороны, отличаются в области слабых и средних полей. Причем в справочниках и ГОСТ приведены только предельные значения магнитной индукции при некоторых фиксированных значениях напряженности поля, а сами кривые получены как средние значения гистерезисных циклов без учета конструкции аппаратов и рассеяния [1—3]. Технологические отклонения как при производстве сталей, так и при изготовлении аппаратов приводят к тому, что использование основных кривых намагничивания для расчета и анализа обуславливает заведомую погрешность, не зависящую от точности аппроксимации. С этих позиций и оценка точности по результатам практического (экспериментального) анализа также не однозначна.

Общего решения задачи аппроксимации кривых намагничивания нет, однако анализ показывает, что наибольшее предпочтение при рассмотрении ферромагнитных устройств с магнитопроводами из электротехнической стали отдается аппроксимации гиперболическим синусом, единственным недостатком при этом является низкая точность отображения, обусловленная привязкой к действительной кривой только в двух точках. Попытки повышения точности развития не получили,

а анализа возможностей использования не проводилось.

С целью такого анализа была проведена оптимизация выбора коэффициентов аппроксимации гиперболическим синусом при минимизации погрешности отображения путем перебора точек действительной кривой намагничивания на всей области изменения на основе решения системы уравнений [5]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\sinh \beta_n B_{n2}}{\sinh \beta_n B_{n1}} &= \frac{H_{n2}}{H_{n1}}; \\ \alpha_n = \frac{H_{n2}}{\sinh \beta_n B_{n2}} &= \frac{H_{n1}}{\sinh \beta_n B_{n1}}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где α_n , β_n — коэффициенты аппроксимации n -й пары точек; B_{n1} , B_{n2} , H_{n1} , H_{n2} — значения индукции и напряженности поля в каждой из точек n -й пары.

Значение погрешности определялась как относительная разность действительного и расчетного значений напряженности поля. Некоторые результаты расчета приведены на рис. 1—3, где пунктиром показаны действительные кривые намагничивания по [4], а сплошными линиями — расчетные кривые и погрешность отображения.

На рис. 1 приведены кривые для холоднокатаной электротехнической стали 3414 для точек: $B_{11} = 0,3804$ Тл, $B_{12} = 1,0877$ Тл — кривая 1; $B_{11} = 1696$ Тл, $B_{12} = 2,03$ Тл — кривая 2; $B_{11} = 2,076$ Тл, $B_{12} = 2,03$ Тл — кривая 3. Как следует из кривых, наилучшие результаты достигаются при выборе обеих точек привязки в зоне насыщения, однако в области напряженности до 5000 А/м погрешность отображения недопустимо велика.

На рис. 2 приведены аналогичные кривые для холоднокатаной электротехнической стали 1514 для точек: $B_{11} = 1,2047$ Тл, $B_{12} = 1,71$ Тл — кривая 1; $B_{11} = 1,5958$ Тл, $B_{12} = 1,8863$ Тл — кривая 2; $B_{11} = 1,294$ Тл, $B_{12} = 1,8565$ Тл — кривая 3; $B_{11} = 1,4563$ Тл, $B_{12} = 1,6562$ Тл — кривая 4. Очевидно, что для горячекатанных сталей область приемлемой точности отображения значительно шире, и исключение составляет только область слабых полей ($H = 300 \div 400$ А/м).

Повышение точности аппроксимации возможно с помощью нелинейных поправок того же вида, что и аппроксимирующая функция, так что

$$H = \alpha_1 \sinh \beta_1 B + \alpha_2 \sinh \beta_2 B + \dots \quad (2)$$

или в общем виде

$$H = \sum_{i=1}^n \alpha_i \sinh \beta_i B_{ii}, \quad (3)$$

где α_i , β_i — коэффициенты аппроксимации, определенные по двум точкам (B_{ii}, H_{ii}) и (B_{12}, H_{12}) в начальной части кривой при $B_{ii} < B_{12} < 1,0 \div 1,5$ Тл (в зависимости от марки стали), а α_2 , β_2 — коэффициенты, определенные по второй паре точек (B_{21}, H_{21}) и (B_{22}, H_{22}) при $B_{22} > B_{21} > B_{12} > B_{ii}$ и т. д.

При условии равенства нулю всех членов ряда (3), кроме первого, коэффициенты аппроксимации базового

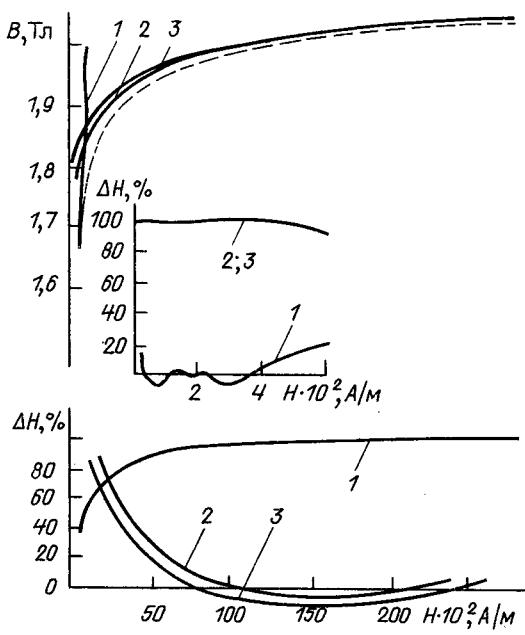


Рис. 1. Кривые намагничивания и погрешность аппроксимации холоднокатаной стали 3414.

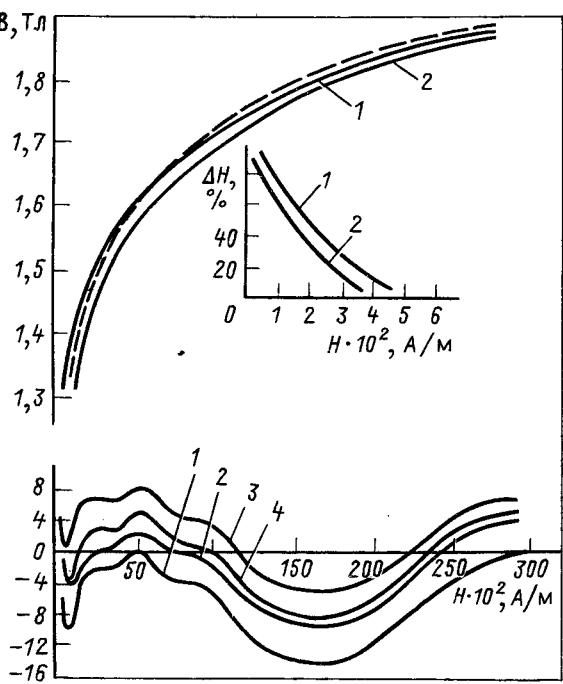


Рис. 2. Кривые намагничивания и погрешность аппроксимации горячекатаной стали 1514

(начального) участка кривой определяется из системы

$$\alpha_1 \operatorname{sh} \beta_1 B_{1j} = H_{1j}, \quad j=1, 2, \quad (4)$$

решение которой аналогично (1).

Для последующих участков можно записать

$$\alpha_i = \operatorname{sh} \beta_i B_{ij} = H_{ij} - \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k \operatorname{sh} \beta_k B_{kj}, \quad i=1, n; \quad j=1, 2. \quad (5)$$

Учитывая, что при $B=2,5 \div 3,0$ гиперболический синус вырождается в экспоненту, решение (5) получим в виде

$$\beta_i (B_{i2} - B_{i1}) = \ln \frac{H_{i2} - \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k \operatorname{sh} \beta_k B_{ki}}{H_{i1} - \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k \operatorname{sh} \beta_k B_{ki}}; \quad (6)$$

$$\alpha_i = \frac{H_{i2} - \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k \operatorname{sh} \beta_k B_{ki}}{\operatorname{sh} \beta_i B_{i2}}. \quad (7)$$

Оптимизация коэффициентов аппроксимации может быть произведена также методом перебора точек в соответствующей последовательности. Расчеты показали, что для горячекатаной стали использование поправок нецелесообразно, так как при повышении точности отображения в области слабых полей погрешность в области средних и сильных полей увеличивается до 16 % независимо от количества поправок. Это объясняется меньшей степенью нелинейности кривой намагничивания, для повышения точности которой могут быть использованы более простые функции.

Для холоднокатанных сталей приемлемые результаты дает сумма трех гиперболических синусов. В этом случае погрешность уменьшается до 8 % практически на всей области изменения кривой, начиная с величины напряженности поля $H=150 \div 200$ А/м, что следует из кри-

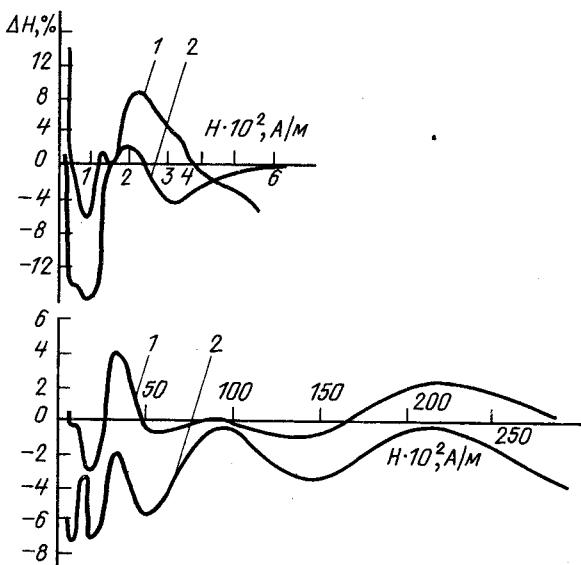


Рис. 3. Погрешность аппроксимации кривой намагничивания стали 3414 суммой трех гиперболических синусов

вых рис. 3, полученных для следующих точек: $B_{11} = -0,1275$ Тл, $B_{12} = 0,8643$ Тл, $B_{21} = 1,4798$ Тл, $B_{22} = 1,7789$ Тл, $B_{31} = 2,014$ Тл, $B_{32} = 2,03$ Тл — кривая 1; $B_{11} = 0,38$ Тл, $B_{12} = 0,8623$ Тл, $B_{21} = 1,6123$ Тл, $B_{22} = 1,7789$ Тл, $B_{31} = 1,966$ Тл, $B_{32} = 2,03$ Тл — кривая 2.

При аппроксимации суммой трех синусов выбор точек привязки допускает достаточно большую свободу. Первая точка первой пары и вторая точка третьей пары определяются первой и последней достоверными точками кривой намагничивания или близким к ним. Вторая точка второй пары не должна заходить в зону перегиба, а первая точка третьей пары должна находиться в области насыщения. Вторая пара точек определяется зоной перегиба, но необходимо, чтобы точки не были близки ко второй точке первой пары и первой точке третьей пары. Критерием правильного выбора точек служит положительный знак числителя и знаменателя выражения, стоящего под знаком логарифма в формуле (6).

В рассмотренных случаях критерием точности аппроксимации принято относительное значение расчетного значения напряженности поля, поскольку прямая экспериментальная проверка невозможна. Для косвенной проверки повышения точности была решена задача гармонического анализа тороидального дросселя с железным сердечником из ленточной электротехнической стали с относительно малым рассеянием, для которого снимались осциллограммы потребляемого тока и вольт-амперные кривые. По вольт-амперным кривым строились кривые намагничивания, которые аппроксимировались различными способами, после чего проводился гармонический анализ кривой напряженности поля, полученной в результате аппроксимации и кривых тока, полученных осциллографированием.

Сравнительный анализ результатов гармонического анализа показывает, что при учете гармоник до пятой включительно вполне возможно для аппроксимации простого гиперболического синуса, хотя применение поправок и дает более точные результаты. При определении гармоник более высоких порядков, в особенности для холоднокатанных сталей, применение нелинейных поправок обязательно и обеспечивает требуемую точность отображения.

Сопоставление данных при разных значениях индукции показывает, что с уменьшением индукции расчет-

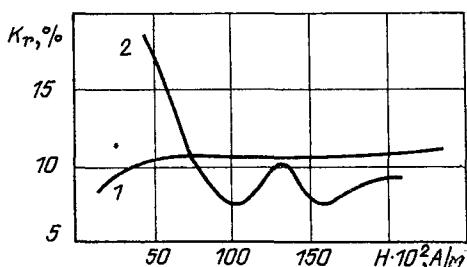


Рис. 4. Коэффициент гармоник управляемого реактора мощностью 10 Мвар при $B_1 = 1,4$ Тл

ные значения амплитуд высших гармоник, начиная с пятой, существенно отличаются от экспериментальных. Это касается и коэффициента гармоник, в расчетном значении которого не учитываются четные гармоники (в силу симметрии кривой намагничивания), что и показано на рис. 4, где приведены расчетные 1 и экспериментальные 2 значения коэффициента гармоник группового управляемого реактора мощностью 10 Мвар напряжением 35 кВ, установленного на подстанции «Таксимо» Западного участка электроснабжения зоны БАМ. Различие расчетных и экспериментальных значений объясняется неучетом гистерезиса и рассеяния в используемом аналитическом методе. Однако следует отметить, что области изменения параметров, при которых погрешности недопустимо велики, соответствуют

режимам работы, близким к холостому ходу, при которых абсолютные значения высших гармонических не представляют интереса.

Таким образом, использование аппроксимации основной кривой намагничивания гиперболическим синусом вполне допустимо как для количественного, так и для качественного анализа ферромагнитных устройств, в том числе и для управляемых постоянным током, во всяком случае в области изменения напряженности поля 5000 А/м и более. В области меньших значений требуется учет гистерезиса, а в области насыщения желательно учитывать рассеяние магнитного потока. Использование нелинейных поправок существенно повышает точность аппроксимации нелинейных кривых, а сам метод применим и к другим гладким функциям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 21427.0—75, ГОСТ 21427.1—83, ГОСТ 21478.2—83, ГОСТ 21427.3—75. Сталь электротехническая, тонколистовая.
2. Преображенский А. А., Бишард Е. Г. Магнитные материалы и элементы.— М.: Высшая школа, 1986.
3. Лейтес Л. В. Электромагнитные расчеты реакторов и трансформаторов.— М.: Энергия, 1981.
4. Проектирование электрических машин / Под ред. И. М. Копылова.— М.: Энергия, 1981.
5. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи.— М.: Высшая школа, 1981.

[12.02.91]

Хроника

Георгий Евгеньевич Пухов

(К 75-летию со дня рождения)

Георгию Евгеньевичу Пухову, известному ученому в области электротехники и электронного моделирования, видному организатору науки и техники, талантливому педагогу, академику АН УССР, доктору технических наук, профессору 23 августа 1991 г. исполнилось 75 лет.

Окончив в 1940 г. энергетический факультет Томского индустриального института, Г. Е. Пухов поступил в аспирантуру, однако его научную деятельность прервала война. Он участвовал в сражении под Москвой, а в 1942 г. после демобилизации по ранению молодой ученый начал активную работу по подготовке инженерных кадров и решению научно-технических задач, связанных в восста-



новлением народного хозяйства. В конце 40-х — начале 50-х годов усилия Г. Е. Пухова направлены на становление электротехнических специальностей в вузах Львова и Таганрога. В этот период его научная деятельность охватывает проблемы теоретической электротехники, энергетики, электронного моделирования, вычислительной техники и математики. Итогом этой многогранной научной деятельности явилась защита в 1952 г. докторской диссертации «Элементы теории составных электрических цепей».

С 1958 г. Г. Е. Пухов успешно сочетает научную работу в Академии наук УССР с педагогической деятельностью в системе высшего образования. В 1962 г.

его избирают членом-корреспондентом, а в 1967 г.— действительным членом Академии наук УССР.

Академик АН УССР Г. Е. Пухов является одним из создателей отечественного электронного моделирования и современной школы электротехники. Научному творчеству ученого присущи фундаментальность, неординарность решения сложных проблем, глубина и перспективность предлагаемых идей. Его весомый вклад в развитие отечественной науки представлен более чем в 600 научных работах, последние из которых вышли в канун юбилея. Основные научные идеи, разработанные проф. Г. Е. Пуховым, изложены в оригинальных монографиях, высоко оцененных не только в нашей стране, но и международной научной общественностью.

Главные достижения можно было бы сформулировать так:

создание и развитие теории операционных методов анализа и синтеза сложных нелинейных систем и цепей (комплексное исчисление, точечные преобразования, дифференциальные преобразования), составивших новую главу в современной электротехнике;

разработка основ диакоптических методов в электротехнике и электронном моделировании, нашедших широкое применение в ре-

шении задач анализа сложных технических систем;

формирование принципа квазианалогий и создание на его основе теории квазианалогового моделирования, давшей новые методы и нетрадиционные средства организации вычислений (разрядно-аналоговых, гибридных, цифровых моделирующих).

Идеи и методы, предложенные Г. Е. Пуховым, сыграли существенную роль в решении крупных технических проблем (анализ режимов электроэнергетических и газотранспортных систем, анализ и синтез электронных устройств, создание диагностических систем в энергетике, электронике и инженерных сетях, моделирование динамики специальных объектов, создание тренажерных систем разного назначения) и широко были развиты его учениками (им подготовлено 26 докторов и свыше 110 кандидатов наук, среди которых — члены-корреспонденты союзной и республиканской академий).

Научно-организационной деятельности Г. Е. Пухова также характерны настойчивость, целеустремленность, широта и многогранность интересов. Им создан Институт проблем моделирования в энергетике АН УССР, на протяжении многих лет он руководил отделением физико-технических

проблем энергетики Украинской академии наук, продолжает успешную деятельность председателя Украинского регионального отделения Международной ассоциации по математическому и машинному моделированию (ИМАКС), а также председателя Научного совета АН УССР по комплексной проблеме «Теоретическая электротехника и электронное моделирование». Г. Е. Пухов является членом экспертного совета ВАК СССР по энергетике, главным редактором созданного по его инициативе всесоюзного научно-технического журнала «Электронное моделирование».

За большой вклад в развитие науки и техники, подготовку высококвалифицированных научных и инженерных кадров Г. Е. Пухову присвоено звание «Заслуженный деятель науки Украинской ССР», присуждена Государственная премия УССР в области науки и техники.

Государство высоко оценило боевые и трудовые заслуги Г. Е. Пухова. Он награжден орденами Отечественной войны I степени, Октябрьской Революции и Трудового Красного Знамени, медалями.

Сотрудники, ученики и друзья Георгия Евгеньевича видят в нем яркую творческую личность, глубоко принципиального, отзывчивого и скромного человека.

Группа товарищей и учеников

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ершевич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларионов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Михайлов О. П., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Строев В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80

101000 Москва, Главный почтamt, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Редакторы по направлениям тематики:

Чеев Б. Н. (электрические машины, электропривод, электрический транспорт); Макаршин Б. Д. (ТОЭ, преобразовательная техника, электроматериалы); Прилуцкий А. Л. (электроэнергетика, ТВН, электрические аппараты)

Главный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская Корректор Г. А. Полонская

9 09.07.91. Подписано в печать 09.08.91. Формат 60×88^{1/8}. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная.
сл. печ. л. 10,78. Усл. кр.-отт. 11,27. Уч.-изд. л. 11,78. Тираж 3512 экз. Заказ 6083. Цена 2 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Государственный комитет СССР по печати,
142300, г. Чехов Московской области

СОДЕРЖАНИЕ

Шереметьевский Н. Н.	Всесоюзному научно-исследовательскому институту электромеханики — 50 лет
1	
Волков Э. П., Баринов В. А., Маневич А. С.	Особенности функциональных свойств ЕЭС СССР
7	
Иерусалимов М. Е., Рыбальченко Ю. Я.	Методика оценки уровня электробезопасности при грозовых воздействиях на ВЛ напряжением до 1 кВ
12	
Дордин Ю. Р., Пермяков П. П., Мандаров В. В., Михайлов Н. Е.	Устройство фундаментов опор линий электропередачи в условиях многолетнемерзлых грунтов
16	
Дорожко Л. И., Федосов Л. Л.	Расчет реактора с продольно-поперечным подмагничиванием с использованием мостовой схемы магнитной цепи
20	
Гринберг В. С.	Усовершенствование схемы включения двухобмоточных электромагнитов
25	
Гольдштейн М. Е., Пястолов В. В.	Математическая модель группы синфазно работающих вентилей в аварийных режимах сильноточных преобразователей
32	
Бургин Б. Ш.	Быстродействие динамических электромеханических систем стабилизации скорости с ограниченным числом измеряемых координат
37	
Михайлов О. П.	Анализ угловых магнитострикционных устройств
42	
Водовозов В. М.	Имитационное моделирование систем электропривода
51	
Трещев И. И., Копылов А. И., Прохоров В. А.	Анализ динамических процессов синхронных машин по переходным функциям
54	
СООБЩЕНИЯ	
Задорожный Н. А., Дрыга А. И.	Анализ амплитудно-частотной характеристики двухмассовой системы электропривода по обобщенным показателям электромеханического взаимодействия
59	
Чемерис В. Т., Подольцев А. Д., Греблев В. И.	Расчет электромагнитных переходных процессов в массивных витках электромашинного генератора периодических импульсов тока
64	
Джагаров Н. Ф.	К расчету переходных процессов по упрощенным уравнениям для элементов электрических систем
67	
Антонюк О. А., Балтаханов А. М., Бобиков В. Е.	Расчет индуктивности плоской ошиновки емкостных накопителей энергии
69	
Васильев А. Б., Шлегель О. А.	Снижение осевых электродинамических сил в батарее реакторов
75	
Гефле О. С., Лопаткин С. А.	Влияние предварительной электризации полипропиленена на его ресурс в импульсном электрическом поле
76	
Мейер А. А.	Распределение потенциала от точечного источника тока, расположенного на линии сопряжения цилиндра с плоскостью
79	
Бялик О. М., Доний А. Н., Алексеев В. Ю.	Переменное магнитное поле в проводящем цилиндре с нелинейным распределением температуры по радиусу
82	
Соколов С. Е.	Аппроксимация кривых намагничивания ферромагнитных устройств
84	
ХРОНИКА	
86	

CONTENTS

Sheremetevsky N. N.	Fifty Years at the All-Union Scientific Research Institute on Electromechanics
1	
Volkov E. P., Barinov V. A., Manevitch A. S.	Specifics of the Functional Properties of the United Power Grid of the USSR
7	
Yerusalimov M. E., Rybalchenko U. J.	A Method for Assessment of the Level of Electrical Safety for Lightning Impacts on Transmission Lines of Up To 1 kV
12	
Dordin U. R., Permyakov P. P., Mandarov V. V., Mikhailov N. E.	Footings for Transmission Line Towers in Frosty Soils for Many Years Standing
16	
Dorozhko L. I., Fedosov L. L.	Design of a Reactor With Direct-and-Quadrature Axis Magnetization Using a Magnetic Circuit Bridge Scheme
20	
Greenberg V. S.	Perfection of the Scheme for Connection of Two-Winding Electromagnets
25	
Goldstein M. E., Pyastolov V. V.	A Mathematical Model for a Group of Phase Coincident Valves Working Under Emergency Conditions of Power Converters
32	
Burgin B. S.	The Speed of Response of Dynamical Electromechanical Speed Stabilizing Systems Having a Limited Number of Measured Coordinates
37	
Mikhailov O. P.	Analysis of Angular Magnetostrictive Devices
42	
Vodovozov V. M.	Imitative Modelling of Electric Drive Systems
51	
Treschev I. I., Kopylov A. I., Prokhorov V. A.	Analysis of Dynamic Processes in Synchronous Machines Based on Transfer Functions
54	
REPORTS	
Zadorozhny N. A., Dryga A. I.	Analysis of the Amplitude-Frequency Characteristic of a Two-Mass Electric Drive System From the Generalized Parameters of Electromechanical Interaction
59	
Chemeris V. T., Podoltsev A. D., Greblev V. I.	Calculation of Electromagnetic Transients in the Massive Turns of a Rotary Generator of Periodic Current Pulses
64	
Dzhagarov N. F.	On Calculation of Transients From Simplified Equations for Elements in Electrical Systems
67	
Antoniuk O. A., Baltakhanov A. M., Bobikov V. E.	Calculation of the Inductance of the Flat Buses in Capacitance Energy Sources
69	
Vasiliev A. B., Shlegel O. A.	Reduction of Electrodynamical Axial Forces in a Bank of Reactors
75	
Gefle O. S., Lopatkin S. A.	How Preliminary Electrization of Polyethylene Influences Its Service Life in an Electric Impulse Field
76	
Meyer A. A.	Distribution of the Potential From a Point Current Source Located at the Intersection of a Cylinder and a Plane
79	
Bialik O. M., Dony A. N., Alexeyev V. U.	The Alternating Magnetic Field in a Conducting Cylinder for a Non-Linear Distribution of Temperature Along Its Radius
82	
Sokolov S. E.	An Approximation of Magnetizing Curves for Ferromagnetic Devices
84	
CHRONICLE	
86	