ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

С Новым годом!

1983

·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ·

1

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1
1983
ЯНВАРЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗД

Развитие электротехники и энергетики в советских социалистических республиках

Казахская ССР

Дореволюционный Казахстан имел ничтожную энергетическую базу. Здесь действовали небольшие электростанции, обслуживающие горнорудные предприятия русских и иностранных капиталистов, общая мощность их не превышала 2,5 тыс. кВт с годовой выработкой электроэнергии 1,3 млн. кВт·ч. Таким образом, электроэнергетика в республике создана практически за годы Советской власти; развитие ее в государственном масштабе началось по плану ГОЭЛРО. Многие станции, построенные по этому плану, служат и поныне.

Общая мощность всех электростанций Казахстана в 1928 г. составляла 4,2 МВт. В конце первой пятилетки Казахстан занимал седьмое место среди союзных республик по производству электроэнергии. На рубеже первой и второй пятилеток в Казахстане возникают паротурбинные электростанции, мощность которых измеряется уже в мегаваттах.

В 1937 г. вступили в строй первая в Казахстане крупная тепловая электростанция Балхашская ТЭС и Ульбинская ГЭС. С пуском последней зародилась первая в Казахстане Алтайская энергосистема. В 1937 г. 78% производимой электроэнергии приходилось на станции при промышленных предпирятиях. Остальная часть энергии вырабатывалась мелкими коммунальными станциями. В 1939 г. было начато строительство Усть-Каменогорской ГЭС на р. Иртыш и ряда других станций. Темпы энергостроительства не ослабевали и во время Великой Отечественной войны.

После войны энергетика Казахстана по-прежне развивалась высокими темпами. В конце 60-х год в республике коренным образом изменилась структу энергетического хозяйства, доминирующее положен в ней заняли районные электрические станции. К н чалу 80-х годов по выработке электроэнергии на ду населения Казахстан опередил многие страны Азии Америки. Мощные линии электропередачи связа энергосистемы Казахстана с ОЭС Средней Азии, С бири, Урала и ЕЭС СССР. В 70-х годах были широ развернуты работы по теплофикации промышленно производства и городов. К 1980 г. было электрифиц ровано 10% общей длины железных дорог.

Темпы электрификации сельского хозяйства К захстана особенно возросли в связи с освоением ц линных и залежных земель. Значительное увеличен потребления электрической энергии в сельском хозя стве обусловлено присоединением сельских потреб телей к централизованным источникам энерги В 1980 г. практически все хозяйства республики пол чают электрическую энергию от государственны энергосистем. Наравне с этим увеличилась протяже ность сельских электрических сетей и мощность тран форматорных подстанций. Централизация электр снабжения значительно расширила использовани электрической энергии в сельскохозяйственном прои водстве.

Основными направлениями развития электроэне гетики республики на современном этапе являет форсированное развитие Экибастузского энергоузл создание крупных электроэнергетических систем с ра ветвленной сетью линий электропередачи высоко и сверхвысокого напряжения, рационализация стру туры топливного баланса, повышение надежнос энергоснабжения.

[1] Окончание. Начало см. в № 12, 1982 г. Авторами публикуемых в этом номере статей являются акад. АН КазССР Ш. Ч. Чокин, канд. техн. наук Х. Р. Садыков, главный инженер Туркменглавэнерго Г. Б. Гинзбург, канд. техн. наук П. А. Назаров.

© Энергоатомиздат. «Электричество», 1983.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В начале 1982 г. централизация электроснабжения составила 96%, что обеспечило высокий уровень надежности снабжения электроэнергией народного хозяйства. По уровню энерговооруженности труда республика занимает первое место в мире.

Масштаб и темпы развития энергетики Казахстана за годы Советской власти обеспечены в результате наличия в республике огромного количества минерально-сырьевых и энергетических ресурсов и большого внимания, которое уделяют развитию энергетики партия и правительство.

При Советской власти созданы крупнейшие промышленные узлы по производству основных видов цветных и черных металлов, химического сырья, угольной и нефтеперерабатывающей промышленности, а также промышленности строительных материалов; сооружено большое количество энергоемких предприятий.

Развитие указанных и других отраслей тяжелой индустрии, а также механизированного сельскохозяйственного производства стало возможным благодаря опережающему развитию энергетики. Республика имеет активный топливно-энергетический баланс, т. е. может обеспечить не только свою потребность в топливе и энергии, но и передавать их в большом количестве в другие республики. Показанные выше достижения энергетики Казахской ССР в значительной мере были обеспечены благодаря крупномасштабному развитию научно-исследовательских работ и широкому внедрению их результатов в практику.

До Октябрьской революции в республике не проводилось никаких научных работ в области энергетики, как, впрочем, и в других областях. Первые весьма скромные исследования в этом направлении начались в 30-е годы. Они касались главным образом оценки энергетических ресурсов, а также изучения и совершенствования работ небольших призаводских электростанций. Научно-исследовательские работы в области энергетики широким фронтом развернулись лишь в 1944 г. в связи с организацией Института энергетики АН КазССР.

Проблемы энергетики и электротехники решаются также в Казахских отделениях институтов «Энергосетьпроект», «Сельэнергопроект», «ВНИПИэнергопром», «Гидропроект», в Алма-Атинском энергетическом институте. За прошедшие годы учеными республики изучались основные виды энергоресурсов Казахстана, были составлены топливный, гидро- и ветроэнергетические кадастры. Проводились работы по оценке перспектив развития энергоемкой промышленности и энергетической базы основных промышленных районов; были оптимизированы их топливно-энергетические балансы. На основе широкого применения экономико-математических моделей разработаны общие методические основы оптимизации развития энергосистем и топливно-энергетического баланса. По всем важнейшим направлениям научных исследований получены существенные результаты, большинство из которых внедрено в производство.

В заключение хочется выразить твердую уверенность в том, что электроэнергетика Казахской ССР будет и впредь развиваться стремительными темпами, на что имеются, как указано выше, все объективные предпосылки, и займет достойное место в электроэнергетическом хозяйстве нашей страны, отмечающей в эти дни великий праздник братского единства.

Таджикская ССР

До Великой Октябрьской социалистической революции на территории, занимаемой в настоящее время Таджикской ССР, энергетики практически не существовало. Несколько локомобильных электростанций, обслуживающих нефтепромыслы, вырабатывали два-три десятка тысяч киловатт-часов электроэнергии в год; самой крупной электростанцией была дизельная электроустановка мощностью 500 л. с.

В первые годы Советской власти для скорейшего удовлетворения бытовых нужд и развивающегося народного хозяйства республики стали строиться небольшие дизельные и локомобильные электростанции. К началу первой пятилетки мощность всех электростанций Таджикистана составляла 690 кВт, на каждого жителя вырабатывалось не более 1 кВт·ч электроэнергии в год.

Первым крупным строительством в плане развития энергетики республики явилось сооружение Верхне-Варзобской ГЭС—1. 25 февраля 1931 г. в присутствии делегатов IV съезда Советов Таджикистана был заложен первый камень будущей гидроэлектростанции мощностью 7,15 МВт. С вводом в 1936 г. этой ГЭС в эксплуатацию в структуре выработки электроэнергии станциями республики стала преобладать гидроэлектрическая составляющая. Так, уже в 1940 г. из 61,1 млн. кВт·ч электроэнергии, вырабатываемой в республике, 31 млн. кВт·ч был произведен гидроэлектростанциями. Установленная мощность электростанций Таджикистана к этому времени составила 21,8 кВт.

В разделе «Электрификация и водная энергия» плана ГОЭЛРО была сформулирована идея комплексного использования гидроэнергетических ресурсов Туркестанского края (Узбекистана, Таджикистана, Киргизии, Туркмении). В этом историческом документе подчеркивалась взаимосвязь энергии и ирригации: «Дешевая вода и дешевая энергия, поданные в те места, где в них человек нуждается, составляют основные факторы развития Туркестана. В этом отношении природные условия Туркестана весьма благоприятны: он изобилует водной энергией, которую легко и дешево использовать...»

Таджикистан занимает первое место среди республик Средней Азии и второе место в стране после РСФСР по запасам гидроэнергоресурсов. Это обстоятельство и стимулирует развитие энергетики на базе гидроэлектростанций.

В 1949 и 1952 гг. были введены в эксплуатацию соответственно Нижне—Варзобская ГЭС-2 (14,76 МВт) и ГЭС-3 (3,52 МВт). Позже на р. Вахш были построены: Перепадная (29,9 МВт), Головная (210 МВт), Центральная (18,6 МВт) и Нурекская ГЭС (2700 МВт). Нурекская ГЭС, обеспечив опережающее развитие энергетики республики, создала все условия для дальнейшего развития ее производительных сил.

Сегодня Таджикистан занимает девятое место в стране по производству электроэнергии на душу населения, по доле выработки электроэнергии на гидроэлектростанциях Таджикская ССР прочно занимает ведущее место в СССР, а по ее абсолютной выработке идет вслед за РСФСР.

Обеспечение высоких темпов развития народного хозяйства Таджикистана планируется осуществить за счет строительства Рогунской ГЭС на р. Вахш. Даль-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

нейший рост мощности генерирующих источников Таджикской энергосистемы позволит не только обеспечить мощностью растущие потребности народного хозяйства республики, но и передать часть электроэнергии в братские республики Средней Азии.

Обеспечение опережающего развития гидроэнергетического строительства на территории республики вытекает как из необходимости покрытия балансов мощности и электроэнергии в ОЭС Средней Азии, так и гарантированного обеспечения водой сельского хозяйства в условиях орошаемого земледелия. Основным потребителем электрической энергии в республике является развивающаяся промышленность. Среди крупных промышленных предприятий республики прежде всего следует отметить уникальные объекты Южно-Таджикского территориально-производственного комплекса. Продукция основных предприятий—металлорежущие, автоматические ткацкие станки, запасные части к тракторам и сельскохозяйственным машинам, электротехнические приборы и аппаратура, арматура для нефтепроводов и нефтеперерабатывающих заводов. В республике действует большое количество предприятий легкой и пищевой промышленности, промышленности строительных материалов и строительной индустрии.

Из года в год растет электропотребление в сельском хозяйстве Таджикистана. Среднеазиатский экономический район в перспективе остается главной хлопковой базой страны, дальнейшее развитие которой связано с ростом орошаемых электромашинным способом посевных площадей, отводимых под хлопчатник; кроме того, освоения новых орошаемых земель требуют все возрастающие поставки сельскохозяйственных продуктов населению страны. Следовательно, машинное орошение также является крупнейшим потребителем электроэнергии в регионе.

Отмеченные в этой весьма краткой статье грандиозные успехи в развитии энергетики Таджикской ССР и достигнутый на базе электрификации уровень промышленного и сельскохозяйственного производства республики стали возможными благодаря величайшим социально-экономическим преобразованиям, происшедшим в Таджикистане за годы Советской власти, благодаря помощи всех братских республик нашей страны.

Туркменская ССР

За годы Советской власти промышленность Туркмении создавалась практически заново.

В 1913 г. в царском имении Байрам—Али была введена Гиндукушская ГЭС мощностью 1200 кВт, и общая мощность всех электростанций Закаспийской области стала составлять 2500 кВт с годовым производством электроэнергии 2,5 млн. кВт·ч.

В первые годы Советской власти развитие энергетического хозяйства республики осуществлялось за счет строительства небольших по мощности дизельных электростанций. В дальнейшем использовались энергопоезда, дислоцированные в местах вновь возникающих промышленных нагрузок. Специфические природные условия, расположение населенных районов в оазисах среди огромных пустынных территорий, скудность водных источников, а также отсутствие крупных промышленных предприятий препятствовали сооружению протяженных линий электропередачи для связи отдельных городов, поселков и заводов и объединению их в единую систему снабжения электро энергией.

Электростанции, сооружаемые для нужд предприя тий, нередко давали электроэнергию и для прилегак щих поселков, однако электрических связей значи тельной протяженности не было.

Электрификация республики началась со строи тельства в период войны Красноводской ТЭЦ-1.

В годы послевоенных пятилеток развитие энерге тики республики основывалось на строительстве элек тростанций небольшой мощности для энергоснабжени крупных предприятий.

Организация централизованной энергосистемы на чалась в 1957 г. с образованием республиканског энергетического управления. Суммарная установлен ная мощность электростанций, вошедших в соста энергоуправления, не превышала тогда 70 МВт, про тяженность линий электропередачи составляла 700 км общая мощность трансформаторных подстанций - 70 тыс. кВ·А.

К концу 1980 г. мощность электростанций соста вила 1500 тыс. кВт при производстве электроэнерги 6,6 млрд. кВт·ч и протяженности электрических сете всех напряжений 33,6 тыс. км.

Основой энергетики Туркмении являются тепловы электрические станции: Марыйская ГРЭС им. 50-л тия СССР, Красноводская ТЭЦ, Безмеинская ГРЭ и Чарджоуская ТЭЦ, Небитдагская газотурбинна электростанция.

Наращивание мощностей на Марыйской ГРЭС только полностью обеспечило потребность Туркмени в электроэнергии, но и позволило передать в 1978 1980 гг. около 1,5—1,7 млрд. кВт·ч электроэнерги в Узбекистан.

Знаменательным в развитии Туркменской энерг тики был 1980 г. С вводом в эксплуатацию лин электропередачи напряжением 220 кВ подстанц «Восточная»—Кизыл—Арват—Котур—Тепе прот жеиностью 520 км было закончено формирован Туркменской энергосистемы.

Схема Туркменской энергосистемы характеризует наличием протяженных электрических связей. С ви дом в работу линии электропередачи напряжени 220 кВ Кизыл—Арват—Котур—Тепе протяженно электросети напряжением 220 кВ составляет бол 1250 км.

Включение линии электропередачи напряжени 500 кВ Марыйская ГРЭС — Каракуль значитель увеличивает преимущества параллельной рабо Туркменской энергосистемы с ОЭС Средней Азии: редача электроэнергии в Узбекскую ССР возраст более чем в два раза, улучшаются эксплуатацион и технико-экономические показатели Марыйской ГР и энергосистемы в целом.

В соответствии с решениями XXVI съезда КП и «Основными направлениями экономического и со ального развития СССР на 1981—1985 годы и период до 1990 года» выработка электроэнергии эл тростанциями Туркмении в 1985 г. возрастает по ср нению с 1980 г. в 1,8 раза и составит около 12 мл кВт·ч.

За годы XI пятилетки прирост электропотребле ожидается за счет ввода крупных предприятий в шаузе, Ашхабаде, Чарджоу, насосных станций шинного орошения IV очереди Каракумского кан и др.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Работа энергосистемы в условиях Туркмении имеет ряд специфических особенностей, которые ставят перед энергетиками в процессе эксплуатации ряд проблем.

Особенно ярко специфика энергетики Туркмении сказалась в Красноводской области — наиболее промышленно развитом районе республики.

Отсутствие естественных источников пресной воды потребовало сооружения уникальных электростанций: Небитдагской ГРЭС — газотурбинной электростанции с четырьмя головными полностью автоматизированными агрегатами мощностью по 10 МВт и Красноводских ТЭЦ-1 и ТЭЦ-2, которые для технологического цикла используют опресненную воду.

В 1968 г. котел среднего давления производительностью 75 т/ч Красноводской ТЭЦ-1 был переведен на непосредственное питание умягченной морской водой.

В настоящее время на Красноводских ТЭЦ-1 и ТЭЦ-2 эксплуатируется крупный комплекс по получению дистиллята из морской воды. В составе комплекса работает станция приготовления питьевой воды, дающая г. Красноводску свыше 200 т воды в час.

Более 80% всей территории Туркмении имеет жаркий сухой климат. В летние месяцы температура воздуха в дневное время превышает 40 °С в тени, а температура поверхности почвы достигает 75 °С.

Почвы Туркмении сильно засолены и в ветреную погоду являются причиной загрязнения внешней изоляции линий электропередачи и оборудования открытых распределительных устройств станций и подстанций, атмосферной коррозии арматуры, проводов и металлоконструкций опор, грунтовой коррозии металлических и железобетонных сооружений.

Вся территория республики по степени коррозии заземляющих устройств и подстанций районирована. Разработаны и внедрены технические мероприятия по пассивной и активной защите заземляющих устройств от коррозии с помощью катодных станций.

Подготовка инженерных кадров для электроэнергетики республики с 1960 г. ведется в Туркменском политехническом институте, выпускающем ежегодно около 100 инженеров по специальности «Электроснабжение промышленных предприятий». В 1983 г. в ТПИ состоится также первый выпуск специалистов по электроснабжению сельского хозяйства.

Кафедра ЭППГиСХ ТПИ в содружестве с организациями Туркменглавэнерго, физико-техническим институтом АН Туркменской ССР и Энергетическим институтом им. Г. М. Кржижановского ведет широкие научные исследования, основным направлением которых является повышение эффективности использования электроэнергии в народном хозяйстве республики. В 1981—1982 гг. сотрудниками кафедры получено 8 авторских свидетельств на изобретения. На базе кафедры в 1981 г. открыта отраслевая научно-исследовательская лаборатория по проблемам рационального использования электроэнергии. Разработанные лабораторией приборы и устройства успешно эксплуатируются на промышленных предприятиях, в организациях энергонадзора республики. Девять из этих разработок экспонировались на ВДНХ Туркменской ССР и СССР и были отмечены одной серебряной и двумя бронзовыми медалями ВДНХ СССР.

В канун славного юбилея — 60-летия образования Союза Советских Социалистических Республик — работники энергетики и электропромышленности Советской Туркмении успешно трудятся над выполнением заданий XI пятилетки.

УДК 621.394.085.33

Развитие волоконно-оптических систем передачи информации

ГРОДНЕВ И. И., ЛАВРОВ В. М.

В «Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года» предусмотрено «Освоить серии новых типов волоконно-оптических кабелей связи». Для оптических кабелей (ОК) в отличие от электрических кабелей с медными проводниками не требуются дефицитные металлы, и они изготовляются, как правило, из стекла и пластмассы. Кроме того, достоинствами ОК по сравнению с электрическими являются:

широкополосность и возможность передачи большого потока информации;

малое затухание и независимость его от частоты в широком диапазоне частот;

высокая защищенность от внешних электромагнитных помех;

малогабаритность и легкость (масса ОК в 10—12 раз меньше массы электрических);

пригодность для прокладки по подземным трассам.

Важнейшим определяющим фактором в развитии оптических систем и ОК связи явилось появление квантового генератора когерентного излучения — лазера. Первые работы по освоению оптического диапазона волн для целей связи относятся к началу 60-х годов. В качестве тракта передачи использовались приземные слои атмосферы и световоды с периодической коррекцией расходимости и направления луча с помощью линз и зеркал. Однако открытые (атмосферные) линии оказались подверженными влиянию метеорологических условий и не обеспечивали необходимой надежности связи. Создание высоконадежных оптических кабельных систем связи стало возможным в результате разработки в начале 70-х годов оптических волокон (стекло, кварц) с малыми потерями. Такие волокна в значительной мере стимулировали разработку специализированного оборудования и элементов линейного тракта оптических кабельных систем передачи (генераторов, фотоприемников, разъемных и неразъемных соединителей, ответвителей и других элементов).

В настоящее время работы над оптическими системами и ОК связи вышли из стадии лабораторных опытов и вступили в стадию практического внедрения.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В первую очередь, они используются для устройства соединительных линий между АТС и в пригородах, где они заменяют весьма металлоемкие кабели с медными жилами. Применяются они также для передачи широкополосной информации (телевидение, передача данных, видеотелефон) по местным сетям связи, а также в энергосистемах для телеуправления и связи. В перспективе имеется в виду развитие оптических и кабельных систем связи в зональной и магистральных сетях. Эффективно также использование ОК в вычислительных комплексах, подвижных объектах, самолетах и других типах летательных аппаратов.

Можно без преувеличения сказать, что внедрение оптоэлектронных систем и кабелей связи вместо электрических имеет не меньшее значение для науки и техники, чем в свое время имела замена вакуумных ламп транзисторными приборами.

Как указано выше, основным источником возбуждения современных световодных каналов связи является лазер-квантовый генератор когерентного излучения в световом или инфракрасном (мазер) диапазонах. По существу действие лазера сводится к квантовому преобразованию потока некогерентной энергии, так называемой энергии «накачки», в поток строго когерентного и узконаправленного электромагнитного излучения светового или инфракрасного диапазона. Генераторами «накачки» могут служить самые различные источники световой или электрической энергии. Если при передаче по электрическим кабелям используются частоты порядка мегагерц, а по волноводам — гигагерц, то для лазерных систем используется спектр видимого оптического диапазона волн (10^{14}—10^{15} Гц).

Особенно ценными для питания ОК связи оказались полупроводниковые лазеры, представляющие собой полупроводниковый диод типа *p-n*, выполненный из специального люминесцентного материала.

Для оптической связи в качестве среды распространения используются атмосфера, космическое пространство и световоды. Наземная оптическая связь с использованием атмосферы сильно ограничена потерями и рассеянием энергии в атмосфере, существенно зависит от метеорологических и климатических условий, и для нее требуются лазеры большой мощности. Применение лазеров для целей связи в космическом пространстве весьма перспективно и может быть осуществлено на лазерах небольшой мощности.

Оптическая связь в закрытых системах — по световодам и ОК — относится к передачам энергии по направляющим системам. Ниже рассматривается лишь этот аспект оптической связи.

Построение оптических систем передачи. В таких системах принципиально применяются те же методы образования многоканальной связи, что и в обычных системах передачи по электрическим кабелям. Здесь используются как частотный, так и временной методы разделения каналов. В первом случае сигналы различаются по частоте и имеют аналоговую форму передаваемого сообщения. Во втором случае сигналы, передаваемые по каналу, сдвигаются во времени и имеют вид дискретных импульсов, что соответствует цифровой передаче с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). Следует отметить, что ИКМ при лазерном питании канала связи особенно эффективна благодаря когерентности и монохроматичности излучения лазера [1].

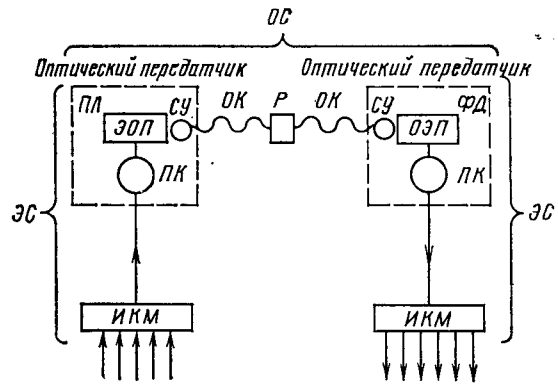


Рис. 1. Структурная схема волоконно-оптической передачи

Во всех случаях оптической передачи электрический сигнал, создаваемый частотным или временным методами, модулирует оптическую несущую частоту, и далее в модулированном виде световой сигнал передается по оптическому кабелю. В основном используется способ модуляции интенсивности оптической несущей, при котором от амплитуды электрического сигнала зависит мощность излучения, подаваемая в кабель. В оптических системах передачи применяется, как правило, цифровая (импульсная) передача. Это обусловлено тем, что для аналоговой передачи требуется высокая степень линейности промежуточных усилителей, которую трудно обеспечить в оптических системах.

Таким образом, наиболее распространенной волоконно-оптической системой связи является цифровая система с временным разделением каналов и ИКМ, использующая модуляцию интенсивности излучения источника. Дуплексная связь осуществляется по двум волоконным световодам, каждый из которых предназначен для передачи информации в одном направлении. Некоторые данные о принятых в настоящее время цифровых системах связи приведены в таблице [1].

Система	Число каналов	Скорость, Мбит/с
Первичная	30	2
Вторичная	120	8,5
Третичная	480	34
Четвертичная	1920	140

Принципиальная структурная схема волоконно-оптической связи с ИКМ приведена на рис. 1, где ОК — оптический кабель, ОП — оптический передатчик в начале системы и ОПр — оптический приемник в конце системы. Передатчик выполняет также роль преобразователя электрического сигнала в оптический (ЭОП), а приемник обеспечивает обратное преобразование оптического сигнала (ОЭП). В качестве источника излучения наибольшее применение получили полупроводниковый лазер (ПЛ) и светоизлучающий диод (СД), а в качестве приемника излучения — фотодиод (ФД). Кроме того, для пребразования кода и согласования элементов схемы применяются кодирующие устройства ПК, а также согласовывающие оптические устройства СУ.

Преобразователь кода ПК формирует требуемую последовательность импульсов и осуществляет согласование уровней по мощности между электрическими

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

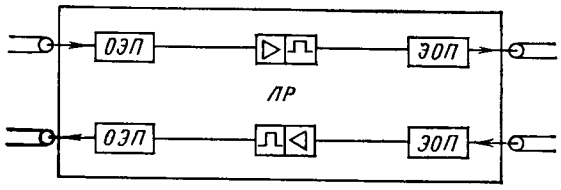


Рис. 2. Схема линейного регенератора

и оптическими элементами схемы. Передающие и приемные согласовывающие устройства СУ формируют и согласовывают диаграммы направленности и апертуры между приемопередающими устройствами и кабелями.

Передаваемый сигнал системой ИКМ через преобразователь кода ПК поступает в ЭОП. Здесь сигнал системы ИКМ модулирует оптическую несущую частоту, создаваемую Л или СД, и через СУ поступает в ОК.

На приеме оптический сигнал через приемное СУ поступает в ЭОП-фотодиод, где преобразуется в электрический сигнал и через ПК поступает в приемник системы ИКМ.

Таким образом, на передающей стороне от ИКМ до ЭОП, а также на приемной стороне от ЭОП до ИКМ передается электрический сигнал, а от ЭОП до ОЭП по ОК проходит оптический сигнал.

Через определенные расстояния, обусловленные величиной затухания кабеля (5, 10 до 50 км), вдоль оптической линии располагаются линейные регенераторы ЛР (см. рис. 2). В ЛР сигнал восстанавливается и усиливается до требуемого значения. Линейный регенератор содержит два полукомплекта отдельно для прямого и обратного направлений передачи.

В регенераторе оптический сигнал преобразуется в электрический, регенерируется, усиливается, а затем обратно преобразуется в оптический — для передачи по кабелю.

Наряду с цифровыми системами передачи находят применение и аналоговые. Ввиду предпочтительности работы ряда источников излучения в импульсном режиме часто используются аналоговые системы с импульсной модуляцией. Аналоговые системы применяются в тех случаях, когда требуется создавать широкополосные каналы (телевидение, видеотелефонирование и др.). Принципиальная структура аналоговой системы передачи в основном та же, что и при цифровой передаче, только в тракте передачи после микрофона добавляется кодер, преобразующий аналоговое сообщение в цифровое и в тракте приема до телефона — декодер, обеспечивающий обратное преобразование цифрового сообщения в аналоговое.

Процесс передачи по волоконным световодам. Световоды относятся к классу направляющих систем передачи информации и занимают наивысшую полосу используемого частотного диапазона. Воздушные линии связи используются в диапазоне до 10^5 Гц, симметричные кабели — до 10^6 Гц, коаксиальные кабели — до 10^9 Гц. Волноводы (В) занимают миллиметровый диапазон волн (10^{10}—10^{11} Гц), а световоды (С) используют видимый спектр (10^{14}—10^{15} Гц), находящийся между инфракрасными (10^{12}—10^{14} Гц) и ультрафиолетовыми (10^{15}—10^{17} Гц) спектрами [5].

Рассмотрим физические процессы, происходящие при распространении электромагнитных волн в волоконных световодах. В обычных широко применяемых в настоящее время симметричных и коаксиальных кабелях передача осуществляется по двухпроводной схеме. Физическая сторона явления распространения электромагнитной волны вдоль стеклянного стержня (волокна), окруженного диэлектрической оболочкой, существенно отличается от ее распространения в металлической трубе (волноводе) [2, 10].

В металлическом волноводе процесс распространения можно представить как суперпозицию волн, отраженных от стенок волновода (концепция парциальных волн Бриллюэна). Условие распространения в этом случае жестко ограничено так называемой критической длиной волны. В оптическом волокне, хотя также имеет место многократное отражение электромагнитных волн от границ и их суперпозиция, сущность распространения носит совершенно иной характер. В этом случае необходимым условием возможности распространения без излучения сквозь поверхность волокна является, во-первых, неравенство

$$\varepsilon_{\text{волокна}} > \varepsilon_{\text{оболочки}}$$

и, во-вторых, неравенство угла падения волны θ_1 на границу и угла полного отражения θ^*

$$\theta_1 > \theta^*.$$

Распространение имеет характер поверхностной волны вдоль наружной поверхности волокна, т. е. во внутреннем граничном слое оболочки.

Для упрощения анализа рассмотрим вместо цилиндрической поверхности волокна плоскую границу раздела двух диэлектриков с диэлектрическими коэффициентами (см. рис. 3) $\varepsilon_{a1} > \varepsilon_{a2}$.

Отметим, что если радиус волокна d значительно больше длины волны λ, то такая замена не приведет к существенным погрешностям, но значительно упростит рассмотрение. Практически радиус сечения волокна d имеет размер от долей миллиметра до полутора—двух миллиметров, а длина световой волны — от $\lambda \approx 0{,}4$ мкм (синий свет) до $\lambda \approx 0{,}8$ мкм (красный свет); для инфракрасного диапазона — от 1 до 1,5 мкм, т. е. $\lambda/d \approx 0{,}01$, и указанная замена вполне допустима.

Световоды, как подробно было показано выше, возбуждаются обычно лазерным источником света, т. е. световой волной строго когерентной и концентрирующейся в узкий пучок, что имеет существенное значение для условия распространения волны без излучения сквозь поверхность световода. Как упомянуто выше, распространение волны вдоль границы возможно, если

$$\theta_1 = \theta'_1 \geqslant \theta^*,$$

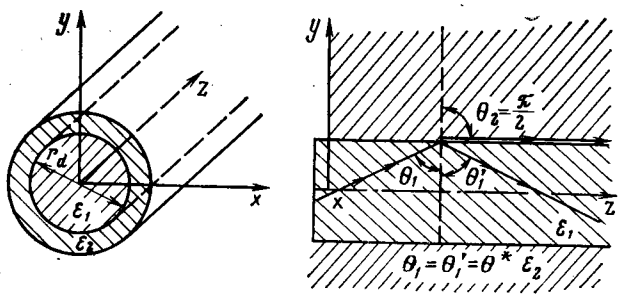


Рис. 3. Схема передачи по световоду и плоскому слою

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

поэтому апертура (половина угла светового конуса) лазерного луча (φ_a), возбуждающего световод, должна определяться углом полного отражения θ^*, где θ_1 и θ'_1 — углы падения и отражения на границе слоя.

Как известно, угол полного отражения

$$\theta^* = \arcsin\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} = \arcsin n,$$

где n — относительный коэффициент преломления.

Так как согласно закону Снеллиуса

$$\frac{\sin\theta_2}{\sin\theta_1} = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}} = \frac{1}{n},$$

то при равенстве

$$\theta_1 = \theta'_1 = \theta^*,$$

очевидно, угол преломления $\left(\sin\theta_2 = \frac{\sin\theta^*}{n} = 1\right) \theta_2 = \frac{\pi}{2}$, т. е. луч, преломленный, как показано на рис. 3, будет распространяться вдоль границы слоя.

Исследуем структуру этого луча [8 и 9]. Рассматривая переменную часть комплексных амплитуд векторов $\bar{E}$ и $\bar{H}$, отнесенных к координатам, показанным на рис. 3, запишем:

слой ε_1 { падающая волна $f_1 = e^{-j\beta_1(y\cos\theta_1 + z\sin\theta_1)}$;
отраженная волна $f'_1 = e^{-j\beta_1(-y\cos\theta'_1 + z\sin\theta'_1)}$;

слой ε_2 { преломленная волна $f_2 = e^{-j\beta_2(y\cos\theta_2 + z\sin\theta_2)}$,

где β — волновое число, характеризующее распространение соответствующих лучей вдоль волокна (т. е. однородных волн) ($\beta = \sqrt{\mu_0\varepsilon_a}$, полагая $\mu = 1$). В условиях полного отражения $\left(\theta_1 = \theta^*,\ \theta_2 = \frac{\pi}{2}\right)$

$$f_2 = e^{-j\beta_2 z},$$

т. е. напряженность поля во внешней среде не меняется с изменением y — в направлении y поле однородно (идеализированная картина).

При $\varepsilon_1 \gg \varepsilon_2$ поле практически «вытесняется» в окружающую оболочку.

При $\theta_1 > \theta^*$ — случай, соответствующий реальным условиям

$$\sin\theta_2 = \frac{\sin\theta_1}{n} > 1$$

и угол θ_2 будет, вообще говоря, комплексным числом, а $\cos\theta_2$ окажется чисто мнимым числом:

$$\cos\theta_2 = \pm\sqrt{1 - \sin^2\theta_2} = \pm\sqrt{1 - \frac{\sin^2\theta}{n^2}} = \pm\frac{i}{n}\sqrt{\sin^2\theta_1 - n^2}.$$

Из физических соображений в полученном выражении надо взять знак минус, так как, очевидно, в направлении оси y вне слоя возможно лишь экспоненциальное затухание проникающего электромагнитного поля. Тогда

$$f_2 = e^{-i\frac{\beta_2}{n}\left[-iy\sqrt{\sin^2\theta_1 - n^2} + z\sin\theta_1\right]},$$

но, полагая $\mu_1 = \mu_2 = 1$, имеем

$$\frac{\beta_2}{n} = \frac{\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_{a2}}}{\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}} = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_{a1}} = \beta_1;$$

и в итоге

$$f_2 = e^{-\beta_1\sqrt{\sin^2\theta_1 - n^2}} e^{-i\beta_1 z\sin\theta_1}.$$

Итак, в направлении y напряженность поля затухает по экспоненциальному закону, в направлении же z распространяется с той же скоростью и по внутренней поверхности слоя, так как $\frac{\beta_2}{n} = \beta_1$.

Отметим, что найденное затухание не связано с потерями ($\sigma_1 = \sigma_2 = 0$), оно характеризует структуру поля в направлении $|y| > d$. Анализируя с помощью формул Френеля амплитуды компонент падающей и отраженной волн (которые можно разложить на волны, поляризованные параллельно и перпендикулярно плоскости падения) нетрудно установить, что если падающая волна будет иметь определенную плоскость поляризации, то отраженная волна окажется эллиптически поляризованной.

Что касается энергии, передаваемой по световоду, то при условии $\theta_1 \geqslant \theta^*$ излучения вдоль оси y нет, т. е. нет излучения сквозь стенки световода. Но поверхностная волна несет энергию и, очевидно, получает ее из внутреннего слоя. Более подробный анализ с учетом эллиптической поляризации отраженной волны показывает, что мгновенное значение энергии пульсирует сквозь границу слоя, выходя из него в некоторых участках и входя обратно в других, причем эти участки перемещаются вдоль границы вместе с распространяющейся поверхностной волной. Среднее же значение потока энергии сквозь границу, как показано выше, равно нулю.

Критическую длину волны в диэлектрическом слое толщиной $2d$, определяющую граничную длину волны, при которой нет излучения (т. е. для $\theta_1 = \theta^*$), можно подсчитать, исходя из граничных условий (непрерывность) потенциальных составляющих векторов $\bar{E}$ и $\bar{H}$ на границе. В итоге расчета получается

$$\lambda_{кр} = 4d\cos\theta^*.$$

При этом длина волны в направлении распространения

$$\Lambda_z = \frac{\lambda_{кр}}{\sin\theta^*}.$$

Следовательно, распространение без излучения возможно, если

$$\lambda \leqslant \lambda_{кр} = 4d\cos\theta^*,$$

откуда

$$\lambda_{кр} = 4d\sqrt{1 - \sin^2\theta^*} = 4d\sqrt{1 - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}.$$

И критическое значение длины волны в диэлектрическом слое (а, следовательно, и оптическом волокне)

$$\Lambda_{кр} = 4d\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} - 1},$$

т. е. в отличие от металлического волновода значение $\Lambda_{кр}$ конечно. Следует отметить, что не всякая волна, удовлетворяющая условию $\lambda \leqslant \lambda_{кр}$, обладает способностью распространяться. Необходимо, чтобы эти решения соответствовали уравнениям Максвелла, удовлетворяли бы граничным условиям.

Для расчета параметров мод воспользуемся электрическим вектором Герца (комплексная амплитуда)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

который в данных условиях будет иметь одну компоненту [10]:

$$\Pi_z = \Pi(y)\, e^{ihz},$$

где h — соответствует коэффициенту распространения вдоль оси z (в предыдущем случае $\beta_1 \sin\theta_1$ и $\beta_2 \sin\theta_2$).

Внутри слоя $|y| \leqslant d$ в направлении оси y устанавливаются стоячие волны — суперпозиция падающих и отражаемых волн и комплексная амплитуда вектора Герца будут удовлетворять уравнению [10]

$$\frac{\partial^2 \Pi(y)}{\partial y^2} + g^2 \Pi(y) = 0,$$

где $g^2 = k^2_1 - n_2$ (в предыдущем расчете $k_1 = \beta_1 \cos\theta$).

Решение удобно выразить как

$$\Pi(y) = B_1 \sin gy + B_2 \cos gy.$$

Вне слоя, как показано выше, для случая распространения без излучения, имеет место экспоненциальное затухание. Положив $p^2 = h^2 - k^2_2$, примем решение в форме ($|y| > d$)

$$\Pi(y) = Ae^{-py}.$$

Пользуясь известными выражениями векторов $\bar{E}$ и $\bar{H}$ через вектор $\Pi(t, y, z)$:

$$\bar{E} = \operatorname{rot}\operatorname{rot}\bar{\Pi};\quad \bar{H} = \varepsilon_a \operatorname{rot}\frac{\partial \bar{\Pi}}{\partial t},$$

выполним расчет для первого частного выражения вектора $\Pi(\Pi_1 = B \sin gy)$ и, применив граничные условия, получим:

$$-p^2 Ae^{-pd} = g^2 B_1 \sin gd;$$

$$-p\varepsilon_2 Ae^{-pd} = g\varepsilon_1 B_1 \cos gd.$$

Отсюда

$$pd = gd\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\operatorname{tg} gd.$$

Из второго частного решения ($\Pi_2 = B_2 \cos gy$) имеем

$$pd = -gd\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\operatorname{ctg} gd.$$

Решение этих трансцендентных уравнений можно выполнить графически.

Так как $g^2 = k^2_1 - h^2$; $p^2 = h^2 - k^2_2$, то, умножая оба выражения на d^2 и суммируя их, получаем уравнение

$$(gd)^2 + (pd)^2 = (k^2_1 - k^2_2)\, d^2 = (k_0 d)^2 (\varepsilon_1 - \varepsilon_2),$$

$$k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_2 \mu_0},$$

графически представляющее собой окружность с радиусом

$$R = k_0 d\sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}.$$

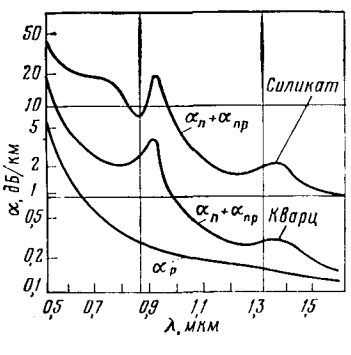


Рис. 4. Зависимости коэффициента затухания в световоде от длины волн

Решение определится точками пересечения этой окружности с тангенсоидами—модами четного порядка и котангенсоидами — модами нечетного порядка [10].

Достоинствами одномодовых систем являются весьма широкий диапазон частот и большая пропускная способность. С увеличением числа мод снижается полоса передаваемых частот: одномодовая система — полоса несколько гигагерц, маломодовая — сотни мегагерц, многомодовая — десятки мегагерц.

Однако одномодовые системы из-за малого диаметра сердечника волокна менее надежны и имеют большие потери на вводе в световод, поэтому для них требуются мощные когерентные источники с узкой диаграммой направленности, т. е. квантовые генераторы. Для многомодовых систем можно использовать простейшие некогерентные источники излучения — светодиоды, имеющие малую мощность и меньшую пропускную способность.

Затухание и потери волоконно-оптических кабелей. Затухание является важнейшим параметром волоконно-оптических кабелей (ВОК), предопределяющим расстояния между регенерационными участками оптической линии, а также качество и дальность связи в целом. Затухание α световодных трактов ВОК обусловлено собственными потерями в волоконных световодах α_c и дополнительными потерями, обусловленными деформацией и изгибами световодов при наложении покрытий и защитных оболочек в процессе изготовления оптического кабеля [4, 6].

Собственные потери волоконных световодов включают в первую очередь потери поглощения $\alpha_п$ и потери рассеяния $\alpha_р$. Кроме того, имеют место потери за счет посторонних примесей в материале световода $\alpha_{пр}$ и потери на излучение, просачивание энергии в окружающее пространство $\alpha_{изл}$; таким образом,

$$\alpha_c = \alpha_п + \alpha_р + \alpha_{пр} + \alpha_{из}.$$

Затухание за счет поглощения $\alpha_п$, связанное с потерями на диэлектрическую поляризацию, линейно растет с частотой и существенно зависит от свойств материала световода ($\operatorname{tg}\delta$);

$$\alpha_п = \frac{\pi n}{\lambda}\operatorname{tg}\delta.$$

Рассеяние обусловлено неоднородностями материала волоконного световода, размеры которых меньше длины волны, и тепловой флуктуацией показателя преломления. Значение потерь на рассеяние определяется формулой, которую приводим без вывода [5]:

$$\alpha_р = \frac{8\pi^3}{3\lambda^4}[n^2 - 1]\, kT\varkappa,$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $\varkappa$ — сжимаемость; n — показатель преломления.

Такое рассеяние является рэлеевским. Оно растет пропорционально четвертой степени частоты. Потери на рэлеевское рассеяние определяют нижний предел потерь, присущих волоконным световодам. Этот предел различен для различных волн и с увеличением длины волны уменьшается. Так, при $\lambda = 0{,}85$ мкм $\alpha = 2$ дБ/км, а при $\lambda = 1{,}27$ мкм $\alpha = 0{,}5$ дБ/км и, наконец, при $\lambda = 1{,}6$ км коэффициент затухания можно довести до 0,2 дБ/км.

Потери энергии существенно возрастают за счет наличия в материале волоконного световода посторонних примесей, таких как гидроксильные группы, ионы металлов и другие включения.

В области резонансов собственных колебаний ионов примесей обычно имеются всплески на графиках затухания. За счет ионов гидроксильных групп чаще всего происходит всплеск на волне 0,95 мкм.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

На рис. 4 показаны графики изменения коэффициента затухания волоконного световода в зависимости от длины волны. Из графиков видно, что потери $\alpha_п$ и $\alpha_р$ имеют закономерно уменьшающийся характер, а за счет примесей (гидроксильных групп) в графиках имеются существенные резонансные всплески величины затухания на волне 0,95 мкм, а на других волнах — за счет других включений. Из графиков также видно, что чисто кварцевые световоды имеют гораздо меньшие примесные потери, чем силикатные (многокомпонентные) световоды.

В целом затухание волоконного световода на используемой в настоящее время волне ($\lambda=0{,}85$ мкм) существенно больше, чем при длинах волн 1,3—1,6 мкм. Так, если на длине волны $\lambda=0{,}85$ мкм затухание составляет 5 дБ/км, то при переходе на $\lambda=1{,}3$—2 дБ/км, а на волне 1,6 мкм можно снизить затухание до 0,5 дБ/км [2]. Это позволит довести длину регенерационного участка до 50—100 км и исключить необходимость включения в оптический кабель металлических элементов для дистанционного электропитания линейных регенераторов. В связи с этим последнее время особенно активно ведутся работы по освоению диапазона волн 1,3—1,6 мкм для оптоэлектронной связи.

Потери на излучение $\alpha_{изл}$ вызваны изгибами волоконных световодов, их скруткой вокруг сердечника. При изгибе световода происходит «отрыв» волны и излучение ее в окружающее пространство. При малых радиусах, кривизны эти потери могут достигать значительной величины.

Конструкции оптических кабелей. Оптический кабель состоит из световодов, оптических волокон, покрытых снаружи защитной пластмассовой оболочкой. Для предотвращения возникновения усилий в стекловолокне при растяжении ОК армируется. Известны оптические волокна двух типов: ступенчатые и градиентные. У ступенчатых волокон показатель преломления в сердечнике n_1 постоянен и имеется резкий переход от n_1 сердечника к n_2—показателю преломленной оболочки. Градиентные волокна имеют непрерывное плавное изменение показателя преломления в сердечнике.

Важнейшие требования, предъявляемые к волоконным световодам,— малые потери энергии и малые дисперсионные искажения сигнала. Здесь лучшими являются кварцевые волокна, получаемые методом химического осаждения из газовой фазы. Для получения плавного или ступенчатого изменения показателя преломления заготовки на определенных стадиях осаждения к парам кремния добавляют соединения бора, фосфора или других элементов. В результате получается заготовка, из которой вытягиваются волокна соответствующего диаметра. Снаружи волокно имеет защитное и упрочняющее покрытие из соединения полиамида, фторопласта или полиэтилена. По рекомендации МЭК применяются волоконные световоды следующих геометрических размеров — диаметров сердечника — 50 мкм, оболочка — 125 мкм, защитное покрытие — 250 мкм.

Наружная оболочка оптического кабеля имеет преимущественно двухслойную конструкцию: демпфирующая оболочка из простой пластмассы, а сверху — наружная оболочка, чаще всего из полиэтилена. Известны также алюминиевые гофрированные оболочки с защитным полиэтиленовым шлангом.

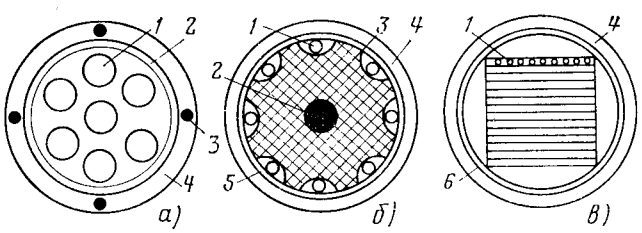


Рис. 5. Конструкции волоконно-оптических кабелей: а) повивной скрутки (*а*), с пластмассовым сердечником (*б*) и плоского (ленточного) типа (*в*)

Существенно важной является задача предотвращения просачивания света с целью исключения взаимного влияния сигналов, передающихся по отдельным волокнам. Поэтому необходима светоизоляция волокон — покрытие их сверху поглощенной оболочкой темного цвета.

В мировой практике появилось большое количество ОК различных конструкций, особенности которых позволяют разделить их на три группы: повивной скрутки; с фигурным пластмассовым сердечником; плоской ленточной конструкции.

На рис. 5,*а* показана конструкция семижильного ОК правильной повивной структуры с оптическими волокнами *1* в пористой *2* и полиэтиленовой *4* оболочках, с армирующими элементами *3*, расположенными по периферии.

На рис. 5,*б* приведены схемы кабеля с фигурным пластмассовым стержнем *3*, вокруг которого по спирали расположено восемь оптических волокон 1; армирующий элемент *2* находится в центре, кабель покрыт алюминиевой *5*, затем полиэтиленовой *4* оболочками.

Плоский кабель, конструкция которого приведена на рис. 9,*в* представляет собой стопку из 12 лент, в каждой из которых располагается 12 оптических волокон *1*. В целом кабель может иметь до 144 волокон. Снаружи имеются металлическая *6* и полиэтиленовая *4* оболочки.

Монтаж волоконно-оптических кабелей. Монтаж ОК является наиболее ответственной операцией, предопределяющей качество и дальность передачи сигналов. Монтаж ВОК подразделяется на постоянный (стационарный) и временный (разъемный) [5, 7]. Основными требованиями к соединительным устройствам являются простота конструкции, малые переходные потери, устойчивость к внешним механическим и климатическим воздействиям, стабильность контакта. Дополнительно к разъемным соединителям предъявляются требования повторяемости параметров при повторной стыковке.

Для соединения оптических волокон в разных странах получили развитие различные способы. Наиболее распространено применение соединительных труб, штеккерных сочленений, механических сросток, V-образных канавок, роликовых соединений, электросварки. Последнее время для стационарного монтажа ОК широко применяется метод сварки электрической дугой, а для разъемного монтажа многократного использования — соединительные трубки и штеккерный метод. Рассмотрим эти способы соединения оптических волокон.

Применение соединительных трубок.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

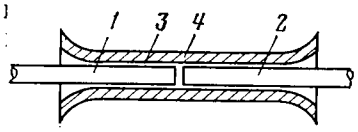


Рис. 6. Монтаж с помощью соединительных трубок

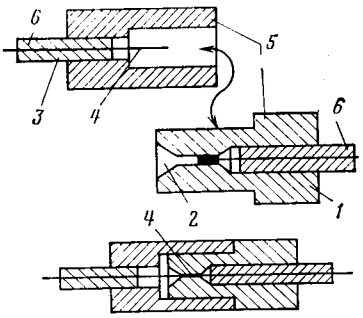


Рис. 7. Штеккерное соединение волокон

Метод состоит в использовании прецизионных втулок или трубок, которые, изготовляются точно по наружному диаметру оптического волокна, придают ему требуемое положение и фиксируют это положение. Трубки чаще всего стеклянные, а коническая часть конца трубки облегчает ввод оптического волокна. Конструкция одного из соединений показана на рис. [6]. Соединитель состоит из полой стеклянной втулки *1* с отверстием *2* для заливки иммерсионной жидкости *4*, которая одновременно служит и для согласования показателей преломления соединяемых волокон *3*.

Штеккерный разъемный соединитель. Такой соединитель многократного использования, предназначенный для соединения оптических волокон с пластмассовым покрытием, представлен на рис. 7. Штыревая часть *1* соединителя с обеих сторон имеет конические каналы *2*, куда вставляются заранее подготовленные концы оптических волокон. При выполнении соединения наружные сопрягаемые поверхности *5* тесно соприкасаются друг с другом, а торцы оптических волокон оказываются разделенными небольшим зазором. После соединения штыревая и гнездовая части фиксируются между собой с помощью гайки с накаткой (для этого на наружной поверхности гнездовой части соединителя имеется резьба).

Метод электродуговой сварки. Сварка производится с помощью электрической дуги или лазера путем нагревания концов сращиваемых оптических волокон. Такой метод сварки позволяет получать соединения с потерями порядка 0,1—0,3 дБ и разрывной прочностью не менее 70% цельного волокна. Он легко реализуем в полевых условиях, поскольку не требует предварительной обработки торцевых поверхностей перед сращиванием.

Обзор некоторых зарубежных волоконно-оптических систем передачи информации.

В США уже в течение 5 лет работают оптические кабельные линии длиной 7—10 км в городских телефонных сетях Чикаго, Атланта, Лонгвич. Скорость передачи — 44,7 Мбит/с на 672 канала. В 1981 г. были сооружены сети из ОК в Нью-Йорке и Сан-Франциско. Ведется также строительство оптических КЛ большой протяженности междугородного назначения. В 1984 г. намечено завершить строительство магистрали связи Вашингтон—Балтимора—Филадельфия—Нью-Йорк — Бостон Кембридж) протяженностью 980 км. Первый участок протяженностью 150 км проложен уже. Кабель комплектуется из плоских лент, содержащих по 12 оптических волокон. Число таких лент в кабеле от 4 до 12. Скорость передачи 44,7 Мбит/с с развитием до 90 Мбит/с. Затухание в кабеле 6—8 дБ/км. Расстояние между регенераторами 6,4 км [3 и 11].

Во Франции действует несколько линий ОК городской связи и создана протяженная линия длиной 100 км для междугородней связи. Системы передачи на 34 и 140 Мбит/с рассчитаны на 480 и 1920 каналов по каждому оптическому волокну. Затухание составляет (4—7) дБ/км. Регенераторы устанавливаются через 6—10 км. Оптические кабели французского производства, как правило, комплектуются из унифицированных модулей, состоящих из пластмассового стержня диаметром 4 мм с геликоидальными ребрами по периметру и 10 оптических волокон, расположенных по периферии в ребрах этого стержня.

Французскими специалистами ведется разработка подводной оптической кабельной магистрали. Намечается проложить кабель между южным побережьем Франции и островом Корсика протяженностью около 200 км. Система передачи рассчитана на 32 Мбит/с. Расстояние между регенераторами 40 км. Кабель кроме оптических волокон будет содержать броневой покров из высокоуглеродистых стальных проволок.

Япония активнее других капиталистических стран проводит разработки и внедрение оптических кабельных систем. В 1976 г. была проложена линия длиной 8 км на 32 Мбит/с (система ИКМ-480). Затем были сооружены линии большей протяженности, а в 1980 г. вступила в строй оптическая кабельная линия длиной 100 км. Характерной особенностью этой линии является применение градиентного волокна типа сельфок* с весьма малым затуханием. Диаметр сердечника волокна 60 мкм, диаметр оболочки 150 мкм. Японским специалистам удалось получить на волне 1,32 мкм затухание до 0,5 дБ/км, что позволило расположить регенераторы через 50 км. Строительные длины оптического кабеля 2,4 км.

В Великобритании в 1977 г. вступили в строй две оптические линии длиной 9 и 13 км на городских сетях связи. Скорость передачи сигналов 140 Мбит/с на 1920 каналов тональной частоты. Длина участка регенерации 3 км. В настоящее время сооружается комплекс соединительных линий для связи Лондона с пригородом:

3 линии длиной 47 км, 61 км и 74 км, скорость передачи 140 Мбит/с для систем ИКМ-1920;

10 линий длиной от 4 км до 39 км, скорость передачи 8 мбит/с (система НКМ-120).

Общая протяженность линий 480 км.

Ведется разработка подводной оптической линии связи между Великобританией и США протяженностью 6500 км.

Представляют интерес разработки, проводимые в ряде стран, по применению волоконно-оптических систем и кабелей в энергетике. Здесь используются в первую очередь такие достоинства ОК, как невосприимчивость к электромагнитным помехам и высокая защищенность от импульсов атмосферного электричества. В Великобритании, Японии и ФРГ ведутся разработки высоковольтных ЛЭП, содержащих оптические волокна и ОК многоканального назначения. Оптические кабели располагаются, как правило в центре фазного провода или грозозащитного троса и

* Сельфок — самофокусирующиеся волокна.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

служат для телеуправления, диспетчерской службы и технологической связи вдоль трассы ЛЭП.

В Великобритании в 1982 г. построена опытная линия протяженностью 20 км из комбинированного — энергетического и оптического — кабеля. Оптический кабель состоит из 4 волокон, встроенных в фазный провод ЛЭП напряжением 400 кВт.

Энергетические фирмы Японии также применяют оптические волокна и кабели для передачи сигналов защиты и управления в энергетических системах. Известно также применение оптических кабелей на подстанциях. По оптическим кабелям с одной подстанции на другую передаются данные о значениях напряжения и тока в высоковольтных линиях. Передача ведется в цифровой форме со скоростью 6,3 Мбит/с.

Эффективность и перспективы развития волоконно-оптической техники. Сравним оптические кабельные системы передачи информации и их аналоги — электрические системы передачи по коаксиальным кабелям с медными жилами [5 и 11]. На рис. 8 даны кривые относительной стоимости канало-километра связи P для цифровых оптических кабельных систем, а также зависимость средней стоимости связи в системах передачи по электрическим кабелям (обратно пропорциональная квадратному корню из числа каналов). Из рис. 8 видно, что стоимость передачи информации по ОК падает с ростом числа каналов в более резкой зависимости чем для электрических кабелей. По сравнению с электрическими оптические системы более капиталоемки при небольшом количестве каналов и становятся дешевле при большом числе каналов. Экономически целесообразными системами являются оптические системы со скоростью 34 Мбит/с и выше.

Достигнутые успехи в разработке и испытаниях волоконно-оптических систем и кабелей позволяют считать, что они уже в ближайшее время займут значительное место в технике передачи информации. Область их возможных применений весьма широка — от линий внутригородской сети и бортовых комплексов до систем передачи информации на большие расстояния с высокой информационной емкостью. На основе оптической волоконной связи могут быть созданы принципиально новые системы передачи информации, а также существенно улучшены и удешевлены существующие системы.

Весьма эффективно применение оптических систем и кабелей для связи через протяженные преграды (моря и океаны).

В настоящее время уже созданы опытные линии с градиентными волокнами, которые на длине волны 1,6 мкм обладают затуханием 0,5 дБ/км. Это позволяет увеличить длину регенерационного участка до 50—80 км и открывает возможность организации трактов передачи информации на большие расстояния.

Широкополосность ВОК сделает в будущем видеотелефонную связь такой же обычной, как в настоящее время традиционная телефонная связь. Развитие кабельного телевидения также связано с использованием ОК, так как только в этом случае

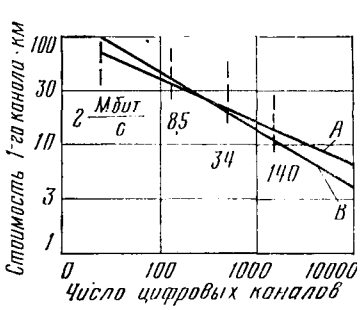


Рис. 8. Стоимости канало-километра линий передачи электрической (*А*) и оптической (*Б*) систем связи

можно обеспечить высокое качество изображения в массовых системах этого типа, рассчитанных на индивидуальных абонентов. Кабельное телевидение приведет к качественному расширению возможностей информационного обслуживания. Речь идет о передаче через абонентский телевизор изображений газетных, журнальных и книжных страниц из библиотек и специальных информационных или учебных центров.

Можно полагать, что в волоконно-оптических линиях второго поколения усиление и преобразование сигналов будет происходить на оптических частотах. Это открывает новые возможности увеличения информационной емкости и устранения трудностей, связанных с работой сложных электронных схем. Интегральная оптика обеспечивает более полное использование оптических волокон, можно ожидать упрощения схем регенерационных усилителей, улучшения их экономичности и надежности, снижения стоимости.

В волоконно-оптических линиях третьего поколения будет использоваться преобразование речевых сигналов в оптические непосредственно с помощью акустико-оптических преобразователей. Для передачи изображения будут применять такую аппаратуру, в которой обеспечивалась бы возможность непосредственного сканирования и разложения оптического изображения и последующей его передачи без применения электронных схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мурадян А. Г., Гинзбург С. А.** Системы передачи информации по оптическому кабелю. — М.: Связь, 1979.
2. **Семенов Н. А.** Оптические кабели связи. — М.: Радио и связь, 1981.
3. **Зарубежная** техника связи Экспресс-информация, Мин связи СССР, вып. 15, 1981.
4. **Унгер Г. Г.** Оптическая связь. Пер. с нем. М.: Связь, 197
5. **Гроднев И. И., Курбатов Н. Д.** Линии связи. — М.: Связ 1980.
6. **Теумин И. И.** Волноводы оптической связи. — М.: Связ 1979.
7. **Основы** волоконно-оптической связи. Пер. с англ. М.: С ветское радио, 1980.
8. **Лавров В. М.** Теория электромагнитного поля. — М Связьиздат, 1964.
9. **Никольский В. В.** Электродинамика и распространение р диоволн. М.: Наука, 1978.
10. **Семенов А. А.** Теория электромагнитных волн. — М.: Из Моск. ун-та, 1969.
11. **Труды** института инженеров по электротехнике и ради электронике/ Пер. с англ. Тематический выпуск. Волоконно-опт ческая связь. 1980, 68, № 10.

[03.06.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.316.1—5

Управление линией распределительной сети в аварийном режиме

ПРУСС В. Л., СМИРНОВ А. И.

Минск

Основным элементом электрической распределительной сети является линия, связывающая источник питания (ИП) с одним или несколькими потребителями, под которыми будем понимать подстанции. Как правило, линия оснащается коммутационными аппаратами с автоматическим, ручным, дистанционным или телеуправлением. Назначение аппаратов — разделять линию на участки, что обеспечивает возможность выделения отдельного участка (например, для ремонта), переключения нескольких участков на питание от другого ИП, т. е. возможность приспособления схемы распределительной сети к использованию ее по назначению при возникновении мешающих этому событий, как случайных, так и планируемых. Кроме того, линия может быть оснащена устройствами, обеспечивающими получение информации, необходимой для управления упомянутыми переключениями. Это, например, датчики, сигнализирующие о месте повреждения, либо устройства, позволяющие замерить расстояние до этого места.

Для персонала (или автоматики), осуществляющего оперативное управление рассматриваемыми переключениями, достаточно типична задача, заключающаяся в определении, локализации (выделении из схемы) поврежденного участка и обеспечении питания потребителей тех участков, которые могут быть включены при отсутствии в схеме поврежденного. Комплекс действий, направленных на достижение указанных целей, формирует процесс, естественными критериями оптимальности управления которым являются: минимальная продолжительность процесса $T=\min$, либо минимальный недоотпуск электроэнергии за процесс $W=\min$.

Специфика управления линией в рассматриваемом процессе определяется в первую очередь возможностями установленных на ней коммутационных аппаратов. К ним относятся (рис. 1): головной выключатель B и разъединители P. Выключатель оснащен защитой, автоматически отключающей его при возникновении повреждения на линии. Включение и отключение B может осуществляться и вручную. Только вручную управляются P. Причем нельзя посредством P отключать нагрузку, а также выключением P подавать напряжение на место короткого замыкания. Процесс управляется командами диспетчера сети, имеющего радиосвязь с оперативно-выездной бригадой (ОВБ), непосредственно выполняющей коммутационные операции. К специфике работы линии относится также то, что отключение B может быть обусловлено неустойчивыми повреждениями. С учетом того, что АПВ может быть неуспешным, пробное включение B является обязательным, и процесс поиска и локализации поврежденного участка начинается только после неуспешного исхода пробного включения (B отключился от защиты).

Принципы решения задач оптимизации управления рассматриваемым процессом по критериям $T=\min$ и $W=\min$ изложены в [1], где приведены и примеры выбора оптимального управления применительно к реальной распределительной воздушной линии 10 кВ. Здесь рассмотрим теоретические основы оптимизации управления.

При управлении по критерию $T=\min$ линией, оснащенной разъединителями и содержащей соответственно $n+1$ участок, этот процесс — не что иное, как получение информации о том, какой именно из $n+1$ исхода опыта, состоящего в повреждении одного участка, имеет место. При допущении о равной вероятности возникновения повреждения в каждой точке линии, I — полное количество информации (в битах) о номере поврежденного участка — запишется в виде:

$$I=-\sum_{i=1}^{n+1} b_i \log_2 b_i;\ b_i=\frac{l_i}{L_л};\ L_л=\sum_{i=1}^{n+1} l_i, \qquad (1)$$

где b_i — вероятность того, что линия отключилась из-за повреждения на i-м участке; l_i, $L_л$ — длина i-го участка и полная длина линии соответственно.

Поиск начинается с разделения линии отключением некоторого разъединителя и выполнения пробного включения. По результатам пробного включения определяется та часть линии, на которой находится поврежденный участок. Эта часть вновь разделяется, при помощи пробного включения на нее подается напряжение и т. д. Комплекс операций, завершающихся пробным включением, формирует шаг процесса. В целом процесс является многошаговым. Результат каждого шага — получение некоторой части информации I, т. е.

$$I=\sum_j q_j I_{jr};\ I_{jr}=-(P_{1r}\log_2 P_{1jr}+P_{2jr}\log_2 P_{2jr}), \qquad (2)$$

где q_j — вероятность выполнения j-го шага; I_{jr} — математическое ожидание количества информации, получаемой при делении r-м разъединителем на j-м шаге; P_{1jr}, P_{2jr} — вероятности наличия повреждения на одном из участков проверяемой на j-м шаге части линии, расположенных, соответственно, до разъединителя r (по ходу питания) и за ним.

Входящие в (2) величины определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} &q_j=\frac{L_j}{L_л};\ P_{1jr}=\frac{L_{1jr}}{L_л}=\sum_{i\in M_{1jr}} b_i;\\ &P_{1jr}+P_{2jr}=1;\ \{M_j\}=\{M_{1jr}\}+\{M_{2jr}\}, \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где L_j, M_j — соответственно суммарная длина еще не проверенной к началу j-го шага части линии и множество составляющих эту часть участков; L_{1jr} и M_{1jr} — соответственно длина той части L_j, на которую подается напряжение после отключения r-го разъединителя, и подмножество множества M_j уча-

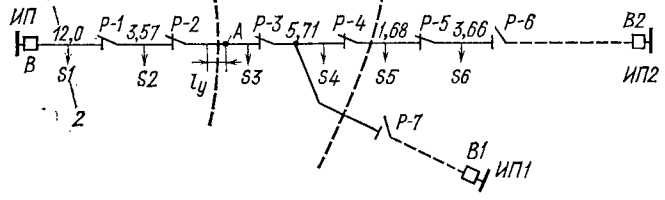


Рис. 1. Схема распределительной линии:
1 — длина участка; *2* — нагрузка потребителей

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

стков, входящих в ее состав; $\{M_j\}$, $\{M_{1jr}\}$, $\{M_{2jr}\}$ — мощности (количества элементов) соответствующих множеств.

Нетрудно видеть, что в начале процесса $L_j=L_л$, т. е. непроверенная часть — это вся линия. В общем случае при делении r-м разъединителем на $(j-1)$-м шаге к началу j-го шага

$$L_j=L_{k\,(j-1)\,r},\quad k=\left\{\begin{array}{l}1,\text{ если исход пробного}\\\quad\text{включения неуспешный}\\2,\text{ если исход пробного}\\\quad\text{включения успешный;}\end{array}\right\}\qquad(4)$$
$$L_{2jr}=L_j-L_{1jr}.$$

Таким образом, управление процессом заключается в выборе r на каждом шаге. Этим выбором определяется и число шагов процесса и его длительность, так как переезды ОВБ и операции требуют затрат времени. Как показано в [2], оптимизация управления по критерию $T=\min$ достигается, если r на каждом шаге процесса выбирается по условию

$$V_{jr}=I_{jr}/T_{jr}=\max,\qquad(5)$$

где V_{jr} и T_{jr} — соответственно скорость получения информации на j-м шаге и затраты времени на его выполнение при делении линии на этом шаге r-м разъединителем.

Из рассмотрения (2)—(4) нетрудно видеть, что расчет по выбору оптимального управления заканчивается, если $L_j=0$ или (что то же), если $M_j=\varnothing$. Применительно к линии на рис. 1 результаты расчетов по (2)—(5), оформленные в виде схемы оптимального управления процессом, представлены на рис. 2. При выполнении расчетов затраты времени на переезды принимались в соответствии с данными табл. 1, полученными у оперативного персонала, а средние затраты времени на выполнение одной коммутационной операции с учетом радиосвязи ОВБ с диспетчером принимались равными 0,1 ч.

Таблица 1

Средние затраты времени (в часах) на передвижения ОВБ между коммутационными аппаратами

Обозначение аппарата	*B*	*P-1*	*P-2*	*P-3*	*P-4*	*P-5*	*P-6*	*P-7*
B	0	—	—	—	—	—	—	—
P-1	0,5	0	—	—	—	—	—	—
P-2	0,57	0,16	0	—	—	—	—	—
P-3	0,71	0,3	0,21	0	—	—	—	—
P-4	0,85	0,35	0,3	0,16	0	—	—	—
P-5	0,85	0,44	0,38	0,24	0,18	0	—	—
P-6	1,1	0,63	0,58	0,43	0,38	0,26	0	—
P-7	0,89	0,48	0,42	0,28	0,24	0,32	0,52	0

Оснащение линии устройствами телеуправления коммутационными аппаратами и средствами отыскания места повреждения должно приводить к изменению управления рассматриваемым процессом. Так, при выборе управления линией, оснащенной указателями поврежденного участка [3], которые срабатывают при протекании тока короткого замыкания, необходимо учитывать, что осмотр на j-м шаге положения указателя, установленного у r-го разъединителя, позволяет получить информацию I_{jr}, не выполняя при этом некоторых коммутационных операций и переездов ОВБ. Еще большее сокращение T_j (затрат времени на j-й шаг) достигается при оснащении указателя телеканалом, по которому информация о его срабатывании передается на подстанцию, а также при использовании телеуправления головным выключателем.

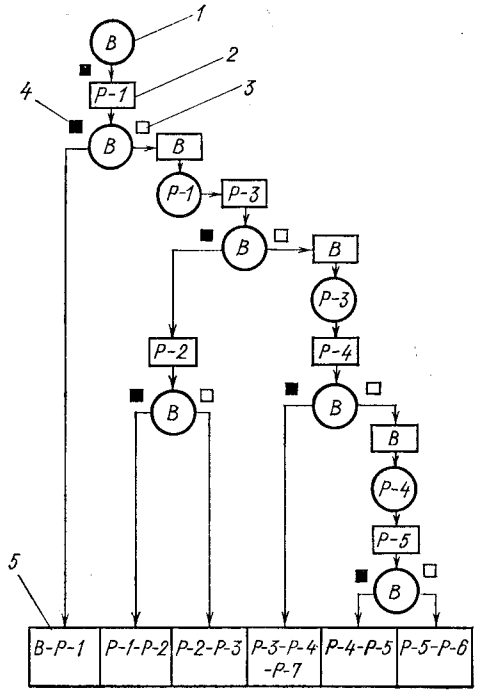


Рис. 2. Схема оптимального управления процессом, обеспечивающего $T=\min$:

1 — включить *B*; *2* — отключить *P=1*; *3* — исход пробного включения успешный; *4* — исход пробного включения неуспешный; *5* — поврежден участок

При установке автоматических устройств секционирования линия разделяется ими на несколько частей. Особенность выбора оптимального управления в этом случае заключается в том, что схема управления вида рис. 2 должна быть рассчитана для каждой из частей, где имеются разъединители.

Как средства определения места повреждения, так и устройства противоаварийной автоматики отличаются сравнительно невысокой надежностью и, кроме того, пока еще редко применяются совместно. Поэтому отказ их в срабатывании или ложное срабатывание приводят к получению диспетчером сети дезинформации, следствие чего — принятие неверных решений по управлению линий. Так, при наличии на линии указателей поврежденного участка и при использовании стратегии, не учитывающей возможную недостоверность получаемой от их информации, время поиска составит:

$$T=T_{у.п.у}+(1-P_{у.п.у})\Delta T,\qquad(6)$$

где $T_{у.п.у}$ — длительность процесса поиска с использованием достоверных показаний указателя; $P_{у.п.у}$ — вероятность неверной работы указателя; ΔT — увеличение длительности процесса из-за недостоверности показаний.

Формула (6) справедлива в общем случае при наличии на линии любого устройства, облегчающего поиск повреждения. Метод расчета ΔT рассмотрен в [4]. Подход к учету вероятности неправильной ра-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

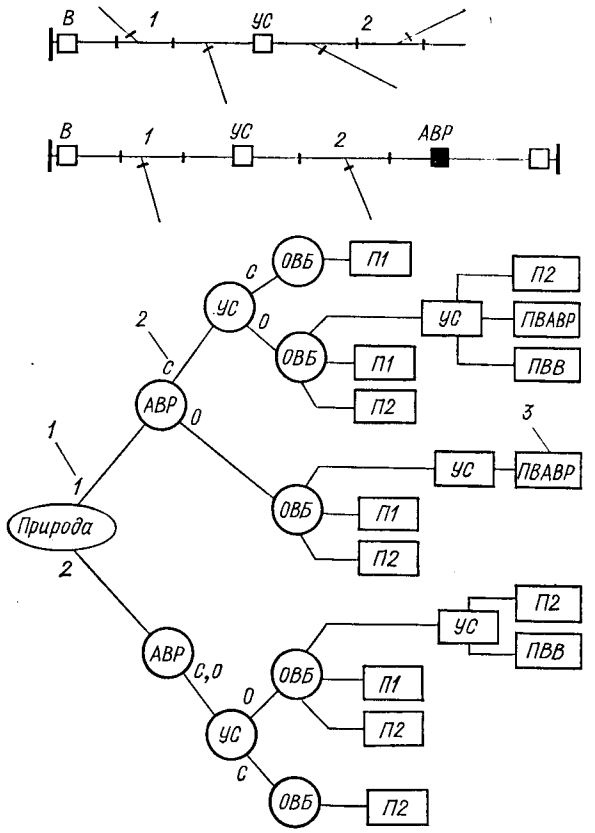


Рис. 3. Упрощенные схемы линий, оснащенных автоматикой (*а* и *б*); *в* — набор исходных условий при принятии решения диспетчером в случае отключения линии с УС и АВР.

1 — номер поврежденной части линии; *2* — «ход АВР»; *3* — пробное включение выключателем АВР (*с* — устройство сработало, *о* — устройство отказало)

боты устройств рассмотрим на примере аварийного отключения линии, оснащенной устройством секционирования (УС) (рис. 3,*а*). Отключение *В* может быть обусловлено либо повреждением на части линии *2* и отказом в отключении УС, либо повреждением на части *1*. Рассматривая эти два события соответственно как 2-й и 1-й возможный «ход природы» [5], диспетчер должен выбрать одну из двух возможных стратегий («ходов ОВБ»):

1) приступить к поиску повреждения на 1-й части линии и в случае, если здесь его не окажется, перейти к поиску на части *2*;

2) направить ОВБ к УС для проверки правильности его работы и в зависимости от исхода этой проверки приступать к поиску на той из частей линии, где имеется повреждение.

Для принятия решения необходима рассмотренная выше информация (схема линии, табл. 1), с использованием которой могут быть определены затраты времени на любые переезды ОВБ, а также на весь процесс поиска повреждения на любой из частей линии:

$$T=\sum_j q_j T_j. \qquad (7)$$

Кроме того, необходимо иметь (например, по данным эксплуатации) значение $P_{у.с}$ — вероятности правильной работы УС при повреждении за ним. В совокупности эта информация позволяет рассчитать средние затраты времени на поиск и локализацию поврежденного участка при использовании 1-й и 2-й стратегии (T_1, T_2). Подход к расчету показан в табл. 2, где через T_{ij} обозначены средние затраты времени, соответствующие j-му «ходу ОВБ» и i-му «ходу природы» (i, $j=1,2$), а b_1, b_2 — соответственно вероятности наличия повреждения на 1-й и 2-й частях линии, определенные по (1). Принятие решения по знаку ΔT ($\Delta T=T_1-T_2$) очевидно.

Таблица 2

Ход ОВБ	«Ход природы» 1	«Ход природы» 2	Средние затраты времени на отыскание и локализацию поврежденного участка
1	T_{11}	T_{21}	$T_1=T_{11}b_1+T_{21}b_2(1-P_{УС})$
2	T_{12}	T_{22}	$T_2=T_{12}b_1+T_{22}b_2(1-P_{УС})$

Более сложен учет ненадежности приборов, фиксирующих проходящий через *В* ток короткого замыкания или сопротивление до места повреждения с целью определения с ИП расстояния до этого места. Особенность применения фиксирующих приборов на разветвленной распределительной линии заключается в том, что одному показанию прибора может соответствовать несколько точек линии. Кроме того, получаемая информация часто недостоверна [6] в том смысле, что повреждение оказывается за пределами границ зон естественной ошибки прибора (шириной $l_у$ км каждая), образуемых в точках схемы, соответствующих показаниям прибора (на рис. 1 через некоторые из этих точек проведены кривые *K1*, *K2*). Поэтому в эксплуатации первые шаги поиска обычно направлены на проверку достоверности показаний фиксирующего прибора. Последняя, как правило, заключается в пробной подаче напряжения на ту часть линии, на которой, согласно показаниям, имеется повреждение. При этом, если показания достоверны и они соответствуют лишь одной точке распределительной линии, процесс поиска значительно упрощается. Так, например, если показания прибора соответствуют кривой *K1* (рис. 1), то процесс отыскания и локализации поврежденного участка ограничивается четырьмя операциями: отключение $P=3$ и включение *В* (пробное включение неуспешно) и затем — отключение $P=2$ и включение *В*.

Сложность учета недостоверности показаний фиксирующих приборов заключается в том, что при наличии этих показаний уже нельзя считать одинаковыми вероятности наличия повреждения в тех точках линии, которые лежат за пределами зон $l_у$. Действительно, поскольку показания прибора с некоторым приближением являются линейной функцией длины электрической связи между ИП и точкой повреждения, то чем дальше рассматриваемая точка линии отстоит от ближайшей к ней границы зоны, тем меньше должна быть вероятность наличия повреждения в ней. Примем допущение о том, что в самой удаленной в указанном смысле точке (удаленной на расстояние d_{max}) вероятность наличия повреждения на еще непроверенной части линии, которая согласно (3) равна 1, в функции от d_i — удаленности i-й точки от ближайшей к ней границы зоны $l_у$ — распределяется вдоль d_{max} так, как это показано на рис. 4, где площади под прямыми *1* и *2* (равные) отражают вероятности повреждения на L_j при наличии и отсутствии показаний прибора соответственно. Тогда ве-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

роятность наличия повреждения на i-м участке еще непроверенной части линии

$$в_{yi} = в_i \left(2 - \frac{d_{нi} + d_{кi}}{d_{max}}\right) = \frac{2l_i}{L_л}\left(1 - \frac{d_{нi}}{d_{max}} - \frac{l_i}{2d_{max}}\right), \quad (8)$$

где $d_{нi}$, $d_{кi}$ — удаленность ближайшей к границе зоны $l_у$ и наиболее далекой от нее точки i-го участка.

Нетрудно видеть, что, например, применительно к кривой *K1* и участку между *P-4* и *P-5* (рис. 1) d_{max} — расстояние от точки *A* до *P-6*, а $d_{нi}$ и $d_{кi}$ — расстояния от начала и конца рассматриваемого участка до точки *A*. Очевидно также, что расчет b_{yi} для тех участков, которые содержат указанную прибором точку, сводится к определению вероятности наличия повреждения на частях участка, расположенных с обеих сторон от зоны $l_у$, с последующим их суммированием.

Формула (8) справделива, если на непроверенной части линии нет точек с такой же удаленностью от указанной прибором линии, как и каких-либо точек i-го участка. В противном случае суммарная вероятность наличия повреждения на равноудаленных участках (или их частях), определенная с учетом зависимости рис. 4, должна быть разделена между ними поровну. Для сохранения общности подхода к расчету вероятностей $P_{кjr}$ ($k=1,2$) по (3), при наличии фиксирующего прибора удобно перейти к использованию в расчетах вместо действительных участков или частей линии их эквивалентных длин, определяемых с учетом показаний прибора. Для i-го участка с рассчитанной по (8) вероятностью наличия повреждения на нем b_{yi} эквивалентная длина в начале процесса поиска

$$l_{yi} = L_л b_{yi}. \quad (9)$$

На j-м шаге процесса l_{yi} также определяется по (9), но вместо $L_л$ необходимо подставить L_j.

Достоверность показаний будем оценивать значением $P_у$ — вероятности того, что повреждение находится в одной из m зон ошибки прибора, образуемых в точках пересечения схемы кривой, соответствующей показаниям прибора (например, *K2* на рис. 1). Если эта кривая пересекает схему линии в одной точке и r-й разъединитель расположен по ходу от подстанции за этой точкой, то подставляемые в (2) вероятности P_{1jr}, P_{2jr} на первом шаге процесса определяются по выражениям:

$$\left.\begin{aligned} P_{11r} &= P_у + (1 - P_у)\frac{L_{y11r} - l_у}{L_л - l_у}; \\ P_{21r} &= (1 - P_у)\frac{L_л - L_{y11r}}{L_л - l_у}, \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

где L_{y11r} — эквивалентная длина части линии, составленной участками, входящими в множество M_{11r}.

Величина L_{y11r} есть сумма эквивалентных длин указанных участков, определенных по (9) с учетом показаний фиксирующего прибора.

В начале процесса $P_у$ — априорная вероятность, оцененная, например, по статистическим данным о достоверности работы прибора. В конце процесса определение поврежденного участка приводит и к установлению того, что значение $P_у$ как апостериорной вероятности равно нулю или единице. В общем случае необходимое для расчета P_{1jr} и P_{2jr} значение P_{yj} — вероятности, отражающей оценку степени достоверности показаний прибора, относящейся к началу j-го шага, — определяется по рекуррентной формуле:

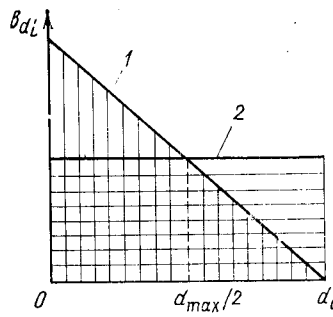


Рис. 4. Зависимость вероятности повреждения в i-й точке непроверенной части линии b_{di} от ее удаленности (d_i) от ближайшей границы зоны $l_у$

$$P_{yj} = \frac{m_j l_у}{L_j}\left[1 - \left(1 - P_{j-1}\frac{L_{j-1}}{m_{j-1}l_у}\right)\frac{L_j - m_j l_у}{L_{j-1} - m_{j-1}l_у}\right], \quad (11$$

где m_j — число точек, в которых кривая, соответствующая показаниям прибора, пересекает схему на части длиной L_j.

Для пояснения физического смысла (10) и (11) стоит отметить, что второе слагаемое в выражении для P_{11r} есть вероятность того, что повреждение находится не в зоне $l_у$, но на той части линии, на которую будет подаваться напряжение после отключения r-го разъединителя. В выражении (11) сомножитель, заключенный в квадратные скобки, может рассматриваться как коэффициент, показывающий, насколько вероятность повреждения на первом километре в зоне $l_у$ больше, чем вероятность повреждения на любом километре еще непроверенной части линии, находящейся вне этой зоны.

Из изложенного ясно, что при наличии прибор выбор управления распределительной линией требует дополнительных данных. В состав последних входит значение $P_у$, а также рассчитанные заранее нанесенные на схему (с некоторым интервалом) кривые, проведенные через точки, соответствующи определенным показаниям прибора. В этом случа выбор управления заключается в расчете для каж дой из упомянутых кривых схемы управления вид рис. 2. Расчет выполняется по формулам (1)—(5) кроме того, по (8), (9), (11) определяются значени b_{yi}, l_{yi}, P_{yi}, которые затем используются для оценк P_{1jr}, P_{2jr}.

Наибольший практический интерес представляе выбор такого управления линией, которое обеспечи вает минимизацию величины W — математическог ожидания недоотпуска электроэнергии за проце поиска, локализации поврежденного участка и вклю чения потребителей других участков общей длител ностью T. Легко показать, что задача построени стратегии управления линией по критерию $W=$mi является задачей оптимального дуального упра ления [7]. Последнее заключается в определении о тимального набора и последовательности выполи ния шагов процесса. В набор входят как шаг (управляющие воздействия), направленные на «из чение объекта» [7], т. е. на получение информаци о месте повреждения, так и направленные на вкл чение нагрузок.

Для пояснения сказанного рассмотрим ситуаци складывающуюся после отключения *P-3* на рис. 1 неуспешного пробного включения. В этой ситуац возможный следующий шаг заключается либо в пр должении поиска на части линии *ИП-P-3*, либо в во становлении электроснабжения нагрузок участко

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

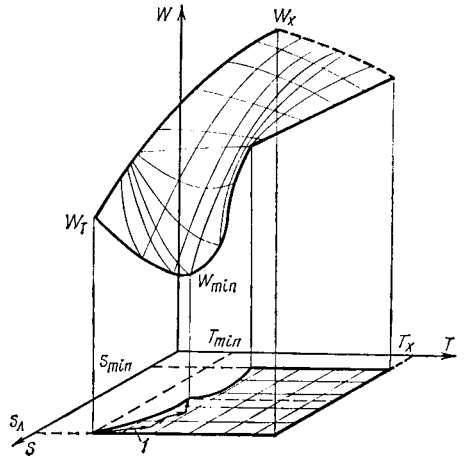


Рис. 5. Поверхность отклика:
1 — проекция grad *W* на плоскость *ST*, T_x, W_x — соответственно математические ожидания затрат времени и недоотпуска электроэнергии за процесс при пешем обходе линии

расположенных за *P-3*, включением *P-6* или *P-7*. Как показано в [7], погоня за «сиюминутной выгодой» (например, упомянутое включение нагрузок) формирует «примитивную стратегию», использование которой в общем случае может привести к $W > W_т$, где $W_т$ — недоотпуск электроэнергии за процесс, управляемый по стратегии, построенной по критерию $T = \min$ и не предписывающей включение каких-либо нагрузок до отыскания и локализации поврежденного участка линии.

Запишем

$$W = TS; \qquad S = S_л - S_в, \tag{12}$$

где S и $S_в$ — математические ожидания отключенной и включенной в течение T части полной нагрузки линии $S_л$ [8].

При таком подходе отыскание оптимальной стратегии с некоторым приближением может быть представлено как отыскание точки W_{min}, соответствующей $W = \min$ на поверхности отклика рис. 5. В данном случае, хотя и S и T являются функциями стратегии управления линией, получить аналитические выражения этих функций не удается. Этого и не требуется при использовании для решения рассматриваемой задачи градиентного метода решения задачи оптимального резервирования [9].

С использованием этого метода формирование стратегии, обеспечивающей $W = \min$, начинается с оценки эффективности всех возможностей включения нагрузок, которые имеются в схеме линии при делении ее *r*-м разъединителем и включении *R*-го резерва. Для этого W определяется исходя из того, что после выполнения указанных операций в зависимости от исхода ОВБ находится у аппарата *r* или *R* и, начиная с этого момента, стратегия строится по критерию $T = \min$ с использованием изложенной выше методики ее выбора. Отличие определенного таким образом недоотпуска в целом за процесс $W_э$ от $W_т$ обусловлено только отклонением от указанной стратегии за счет непредусмотренного ею включения части нагрузки в ходе поиска поврежденного участка. В состав искомой стратегии включаются операции аппаратами *r*, *R*, если при их выполнении $\Delta W = W_т - W_э > 0$. Выявление этих пар на каждом шаге процесса и позволяет сформировать стратегию, обеспечивающую $W = \min$. Алгоритм ее выбора рассмотрен в [10].

Применительно к представлению, использованному на рис. 5, отыскание оптимальной стратегии может рассматриваться как движение по поверхности отклика по направлению grad *W*. Роль начальных условий при этом играет точка с координатами $W_т = T_{min} S_л$, движение от которой к W_{min} осуществляется в общем случае несколькими шагами, размеры которых определяются затратами времени и величиной включенной нагрузки при выполнении операций соответствующими парами аппаратов *r*—*R*. Особенность применения градиентного метода для выбора оптимального управления линией заключается в том, что в данном случае невозможны небольшие изменения отдельно *S* и отдельно *T*. Изменение стратегии приводит к одновременному скачку *S* и *T*. Однако, если изменения исследуемой функции, связанные с каждым из этих скачков, рассматривать как аппроксимацию ее частных производных, то геометрическая сумма этих изменений может рассматриваться как аппроксимация градиента.

Выбор стратегии значительно упрощается, если все коммутационные аппараты линии оснащены телеуправлением и около каждого из них установлены указатели поврежденного участка, информация о срабатывании которых передается в центр управления (диспетчеру или ЦВМ). Распределительная связь с такой системой управления, где информация от указателей поступает в ЦВМ, которая выбирает последовательность отключений и включений аппаратов и управляет выдачей соответствующих команд в сеть, рассмотрена, например, в [11]. Очевидно, что в этом случае отпадает необходимость в такой исходной информации как табл. 1, а алгоритм выбора оптимальной стратегии выделения поврежденного участка и восстановления питания потребителей остальных участков достаточно просты [11].

Если линия оснащена устройствами противоаварийной автоматики, то, как было показано выше, в ситуациях, когда можно предполагать их отказ, первые шаги процесса могут быть направлены на получение информации о том, имел ли место такой отказ. При управлении процессом по критерию $W = \min$ эти шаги должны выбираться с учетом последующих шагов по включению нагрузок.

Рассмотрим для примера линию, оснащенную устройством секционирования УС и АВР (рис. 3,*б*). Пусть отключился выключатель *B*, и при этом все подключенные к линии потребители сообщают об исчезновении у них напряжения. Это может быть следствием:

— повреждения на части *1* и отказа АВР, либо отказа УС после срабатывания АВР;

повреждения на части *2* и отказа УС.

Таким образом, в рассматриваемом случае по сравнению со схемой рис. 3,*а* число «игроков» увеличивается, так как каждому «ходу природы» может соответствовать два «хода АВР» и столько же «ходов УС» (кружки на рис. 3,*в*). В результате возникает пять ситуаций, когда диспетчер должен выбрать «ход ОВБ» (рис. 3,*в*). Из них только в двух (оба устройства автоматики сработали правильно) есть полная информация о том, на какой из частей линии находится повреждение. В остальных ситуациях воз-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

можны различные стратегии, основные из которых показаны на рис. 3,*в*, где через *П1*, *П2*, *УС* обозначены соответственно стратегии, начинающиеся с поиска повреждения на первой, второй части линии и с осмотра УС для установления факта наличия или отсутствия отказа (принимается, что после этой проверки ОВБ отключает УС).

Величина недоотпуска электроэнергии при использовании некоторой стратегии может быть записана по аналогии с (6) и выражениями, приведенными в табл. 2. Например, при повреждении на части линии *1* и использовании стратегии *П1*, если АВР сработал, а УС отказал:

$$W_{11\text{с.о}} = W_{11} + P_{АВР}(1 - P_{УС})\Delta W_{11}, \qquad (13)$$

где W_{11} — недоотпуск электроэнергии при рассмотренных условиях, но при правильной работе и АВР и УС; ΔW_{11} — увеличение W_{11} за счет отказа УС; $P_{АВР}$, $P_{УС}$ — вероятность правильной работы АВР и УС.

Величины вида W_{11} определяются применительно к использованию оптимальной стратегии восстановления электроснабжения при повреждении на соответствующей части линии и правильной работе всех устройств автоматики. Выбор первого шага стратегии с учетом неправильной работы какой-либо из этих устройств выполняется путем расчета и по (13) для возможных стратегий (рис. 3,*в*) и определением той из них, которой соответствует минимальная величина W.

Таким образом, поскольку процесс восстановления электроснабжения многошаговый с изменяющимися исходными данными (условиями) для каждого шага, предпочтительна методика выбора управления, базирующаяся на оперативной оценке количества информации о происшедшем событии, получаемом в результате действий управляющей системы на шаге.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Смирнов А. И., Прусс В. Л.** Оптимизация переключений при авариях в распределительных сетях. — Электрические станции, 1980, № 3.

2. **Беляев Ю. К., Ушаков И. А.** Математические модели для задач обнаружения и локализации неисправностей. — В кн.: Кибернетику на службу коммунизму. — М.: Энергия, 1964, т. 2.

3. **Борухман В. А., Кудрявцев А. А., Кузнецов А. П.** Устройства для определения мест повреждения на воздушных линиях электропередачи 6—750 кВ. — М.: Энергия, 1980.

4. **Дулуб И. С., Кошкин Ю. Л., Островский В. А.** Методика определения эффективности внедрения указателей короткого замыкания в сельских сетях 6—10 кВ. — Электричество, 1980, № 9.

5. **Оуэн Г.** Теория игр. — М.: Мир, 1971.

6. **Гейдерман Ж. П., Статенко Р. Ф., Кузнецов А. П.** О влиянии величины нагрузки на замер расстояний до мест междуфазных к. з. в распределительных сетях 6—10 кВ. — Электрические станции, 1978, № 4.

7. **Фельдбаум А. А.** Основы теории оптимальных автоматических систем. — М.: Наука, 1966.

8. **Capra R. L., Gandel M. W., Lyon S. V.** Underground distribution system desing for reliability. — IEEE Trans. on PAS, 1966, vol. 88, № 6.

9. **Ушаков И. А.** Методы решения простейших задач оптимального резервирования. — М.: Советское радио, 1969.

10. **Прусс В. Л., Смирнов А. И.** Выбор стратегии управления восстановлением электроснабжения в распределительных электрических сетях как одна из задач АСДУ ПЭС. — В кн.: Труды ин-та «Энергосетьпроект». — М.: Энергия, 1979, вып. 17.

11. **Casro C. П., Buneh J. B., Topka T. M.** Generalized algorithms for distribution feeder deployment and sectionalizing. — IEEE Trans. on PAS, 1980, vol. 99, № 2.

[10.11.81]

УДК 621.316.1.001.2.001.57

Математические модели формирования оптимальных схем электроснабжения при автоматизированном проектировании

ВЕНИКОВ В. А., ГЛАЗУНОВ А. А., ТЮХАНОВ Ю. М.

При традиционных методах проектирования принятие проектного решения осуществляется на основе технико-экономического сравнения вариантов, степень приближения которых к оптимальному определяется квалификацией и опытом специалистов, предложивших варианты. Достаточная трудоемкость процесса осуществления технико-экономических расчетов наряду с невозможностью утверждения, что в числе сопоставляемых вариантов содержится оптимальный, обуславливает необходимость поиска и разработки методов, позволяющих находить с использованием ЦВМ такие проектные решения, которые не могли бы быть улучшены специалистами самой высокой квалификации.

В этом случае повышается технический уровень проекта, а процесс проектирования автоматизируется. Необходимо отметить, что в настоящее время далеко не все критерии, которым должна удовлетворять проектируемая система электроснабжения, могут иметь корректную количественную оценку. Это относится, например, к степени дефицитности применяемого электрооборудования и материалов, их унификации в данном проекте и ряду других. Поэтому постановка задачи создания автоматической системы проектирования, роль специалистов в которой сводится лишь к подготовке исходных данных, очевидно, преждевременна. Однако возможно и необходимо создание системы автоматизированного проектирования, позволяющей получать проектные решения при условии, что специалистами предварительно осуществляется анализ исходных данных с точки зрения количественно не оцениваемых критериев, и на основе этого анализа производится селективный ввод данных в ЦВМ с целью исключения возможности получения нежелательных результатов. Так, например, при формировании схемы электроснабжения на напряжении 10 кВ необходимо предварительно определить тип шкафов комплектных распределительных

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

устройств, что равносильно исключению для данного проекта из каталога электрооборудования шкафов всех других типов.

Использование ЦВМ для оптимизации проектных решений возможно только при условии, что осуществлена формализация проектной задачи и имеется ее математическое описание, отражающее наиболее существенные взаимосвязи параметров проектируемой системы между собой [1]. В общем случае для каждого конкретного объекта можно разработать несколько математических моделей, отличающихся степенью адекватности реальной системе, и в этой связи необходимо решение вопроса об условиях корректности создания математической модели системы электроснабжения изолированно от общей задачи оптимального проектирования генерального плана города, промышленного узла или предприятия, с учетом оптимизации других инженерных сетей, транспортных коммуникаций и требований архитектурной эстетики. Необходимо отметить, что даже при принципиальной возможности создания математической модели такой комплексной задачи это неизбежно значительно увеличит ее размерность и приведет к модели большой системы, оптимизация которой в целом без декомпозиции на подсистемы современными вычислительными средствами неосуществима [2].

Теоретические основы формирования оптимальных схем электроснабжения рассматривались в [3 и 4], причем цель исследований состояла в установлении общих закономерностей решения проблемы. Последнее обуславливало ряд допущений, основными из которых являлись замена дискретных величин гладкими непрерывными функциями и детерминированность мощности источников питания. Сформулированный на основании методов теории подобия [5] важный теоретический вывод [3 и 4] о наличии области устойчивости решения задачи формирования систем электроснабжения по существу является основой для использования итерационного процесса уточнения решений локальных подзадач при декомпозиции общей задачи формирования схемы электроснабжения. Областью применения других выводов и рекомендаций [3 и 4] являются те стадии проектирования, когда объем располагаемой исходной информации минимален, т. е. предпроектные проработки, связанные с планированием оптимальных параметров систем, и технические проекты.

В дальнейшем на стадии рабочего проектирования объективно появляется возможность создания математических моделей, обладающих большей степенью адекватности существу проблемы формирования систем электроснабжения.

Несмотря на объективную необходимость декомпозиции большой системы на подсистемы при создании математических моделей задач электроснабжения было бы неправомерным абстрагирование от требований технологии и генерального плана, поскольку последние, как правило, являются определяющими.

Поэтому условиями допустимости локальной оптимизации схемы электроснабжения, повышающими «уровень внешнего правдоподобия модели» [1], является удовлетворение этих требований, что обуславливает необходимость размещения источников питания и трассировки электрических сетей только в местах, допустимых по генеральному плану, и рассмотрения множества потребителей электроэнергии, связанных непрерывностью технологии, как единого целого. Наличие целочисленных переменных в целевой функции модели формирования систем электроснабжения при таком подходе, наряду со значительной размерностью ее матрицы для практических задач характеризует формулируемую проблему как большую систему и диктует необходимость ее дальнейшей декомпозиции на подсистемы.

При этом целесообразно использование основных положений кибернетического моделирования [6], согласно которым каждой подсистеме соответствует некоторая функциональная характеристика, причем, если функциональные характеристики подсистем математически идентичны, то в системе автоматизированного проектирования становится возможным иметь единый оптимизирующий программный модуль, решающий в зависимости от характера исходных данных ту или иную проектную задачу. В качестве функциональной характеристики подсистем принимаются параметры (тип, мощность и место размещения) источников питания, а также список потребителей электроэнергии, снабжение которых осуществляется от каждого источника. Формирование схемы электроснабжения от каждого источника первоначально осуществляется в предположении радиальной сети, поскольку, если целесообразно снабжение некоторой группы потребителей от данного источника по радиальной схеме, то это же тем более справедливо и при использовании магистралей. Последнее является следствием меньших приведенных затрат на магистральные схемы. Таким образом, характер внутренних взаимосвязей каждой подсистемы в рассматриваемой проблеме (схема распределения электроэнергии в подсистеме) не влияет на функциональную характеристику.

Исходными данными в рассматриваемой задаче являются координаты и энергетические параметры потребителей электроэнергии, а также координаты мест, допустимых по генеральному плану для размещения источников питания, и принятая номенклатура самих источников. Математическая модель любой подсистемы

$$F=\sum_i\sum_j C_{ij}x_{ij}+\sum_l\sum_j B_{lj}y_{lj}\to\min; \tag{1}$$

$$\sum_j x_{ij}=1,\ \forall i\in M_n; \tag{2}$$

$$\sum_l y_{lj}\leqslant 1,\ \forall j\in M_m; \tag{3}$$

$$\sum_i S_i x_{ij}-\sum_l S_l y_{lj}\leqslant 0,\ \forall j\in M_m; \tag{4}$$

$$f_j(x)-\sum_l S'_l y_{lj}\leqslant 0,\ \forall j\in M_m; \tag{5}$$

$$\sum_i S_{ki\,jt}x_{ij}+\sum_l S_{klt}y_{lj}\leqslant S_{gt},\ \forall j\in M_m, \tag{6}$$

где $M_n=\{i: i=1,\ n\}$ — индексное множество порядковых номеров потребителей электроэнергии; $M_m=\{j: j=1,\ m\}$ — индексное множество мест возможного размещения источников питания; $M_p=\{l: l=1,\ p\}$ — индексное множество порядковых номеров типоисполнений источников питания; C_{ij} — приведенные затраты на передачу электроэнергии от j-го источника

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

до i-го потребителя, причем поскольку координаты источников и потребителей известны, значения C_{ij} определяются с учетом возможных коридоров прохождения электрических сетей в условиях конкретного генерального плана; β_{lj} — приведенные затраты, соответствующие размещению на j-м месте источника l-го типоисполнения; x_{ij} — булева переменная, соответствующая связи i-го потребителя с j-м источником; y_{lj} — булева переменная, соответствующая размещению на j-м месте источника l-го типоисполнения; S_i — энергетический параметр i-го потребителя; S_l — энергетический параметр источника l-го типоисполнения; S_{kijt} — мощность, генерируемая i-м потребителем при коротком замыкании на шинах j-го источника в момент времени t; S_{klt} — мощность питающей системы при коротком замыкании на шинах источника l-го типоисполнения в момент времени t; S_{gt} — допустимая мощность короткого замыкания для принятой коммутирующей аппаратуры; $f_j(x)$ — нелинейная функция, определяющая расчетную (в ряде задач — пиковую) мощность потребителей, подключаемых к j-му источнику; S'_l — допустимая расчетная (или пиковая) мощность l-го источника.

Таким образом, уравнения (2) обуславливают размещение на каждом из возможных мест не более одного источника или отказ от размещения, (4) — определяют соответствие между параметрами потребителей и источников, (5) — определяют аналогичное нелинейное соответствие, (6) — ограничивают суммарную мощность короткого замыкания допускаемым значением.

В зависимости от уровня формирования схемы электроснабжения смысл величин, входящих в (1)—(6), может изменяться. В частности, при распределении электрических нагрузок по распределительным пунктам (РП) под потребителями понимаются трансформаторные подстанции и другие электроприемники 10 (6) кВ (например, компрессоры, городские теплофикационные пункты и т. п.), а при распределении нагрузок по главным понизительным подстанциям (ГПП) потребителями являются РП-10(6) кВ и те электроприемники, присоединение которых к РП оказалось нецелесообразным или недопустимым.

При формировании распределительных сетей от РП очень часто по условиям генеральных планов имеются ограничения габаритов РП, или, что то же самое, числа присоединений. В этих условиях уравнения (4) определяют соответствие между количеством присоединяемых потребителей и имеющимся на РП l-го типоисполнения числом отходящих линий, т. е. S_i характеризует необходимое для присоединения i-го потребителя количество выключателей, а S_l — число имеющихся на РП выключателей для отходящих линий. В задаче же формирования сетей от ГПП обычно отсутствуют ограничения количества присоединений, так как типовые схемы ГПП предусматривают возможность выдачи всей мощности подстанции; поэтому здесь S_i — мощность i-го потребителя, а S_l — допустимая (с учетом коэффициента загрузки) мощность l-го ГПП. Отметим, что алгебраическое суммирование мощности в уравнениях (4) предполагает представление

$$S=\sqrt{P^2+Q^2} \tag{7}$$

в виде

$$S=aP+bQ, \tag{8}$$

где $a=0{,}96$; $b=0{,}396$ — коэффициенты Понселе [7], причем погрешность замены (7) соотношением (8) не превышает 4%, если $P\geqslant Q$.

Некоторые из ограничений (2)—(6) в конкретных задачах не являются определяющими. Так, при формировании сетей от РП условие (4) более определяющее, чем (5), в силу чего последнее может быть опущено. В этой задаче можно не учитывать и (6), поскольку, во-первых, до решения задачи выбора ГПП не известны мощности короткого замыкания системы и присоединяемых к ГПП потребителей, а во-вторых, если ограничение по мощности короткого замыкания выполняется на шинах ГПП, то оно выполняется и на шинах любого РП, присоединяемого к этой подстанции. На основании изложенного можно сделать вывод о общности модели (1)—(6); например, математические модели формирования низковольтных сетей [8 и 9] являются частным случаем (1)—(6).

Решения минимизации (1)—(6) применительно к конкретной подзадаче не являются оптимальными в буквальном смысле, поскольку не учитываются последующие элементы схемы электроснабжения и допускается возможность формирования схемы на более высоких ступенях без учета оказываемого этим влияния на результат минимизации уже решенных подзадач. Правомерность такого подхода обосновывается тем, что «локальные решения подзадач, после того как они получены, могут и должны быть увязаны между собой под углом зрения к общесистемному оптимуму, а сам процесс увязки решений является способом решения соответствующей задачи большой размерности» [10].

Отсюда следует общая последовательность формирования схемы электроснабжения на напряжении выше 6 кВ: решается задача по выбору РП, где при расчете C_{ij} сечения проводов сетей выбираются только по нагреву; затем — задача выбора ГПП, после чего, откорректировав при необходимости сечения проводов по токам короткого замыкания, вновь решается задача на уровне РП и так далее в соответствии с итерационным процессом.

Центральным вопросом при использовании итерационных методов является их сходимость. Сходимость итерационных процессов в прикладных задачах отнюдь не означает достижение теоретически единственной точки минимума ввиду объективно имеющего место погрешности определения весовых коэффициентов целевой функции, обуславливаемой допусками по ГОСТ на отклонения параметров электрооборудования, неточностями определения электрических нагрузок, неизбежными в технико-экономических исследованиях ошибками усреднения стоимостных показателей и неполной адекватностью самой модели существу исследуемого процесса. В этих условиях необходимо и достаточно установить не точку минимума, а область устойчивости решения (зону равноэкономичных вариантов) [11], под которой понимается область, где относительные изменения целевой функции лежат в пределах погрешности исходной информации (не менее 7—10%) и которыми необходимо пренебрегать, поскольку «точность решения должна соответствовать поставленной задаче» [1].

Установление области устойчивости решения достигается, как показывает практика, обычно за две большие итерации, т. е. посредством последовательного двухкратного решения подзадач.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Практическая применимость модели (1)—(6) во многом определяется эффективностью метода ее минимизации. Ввиду наличия нелинейных ограничений (5) непосредственное решение (1)—(6) при обеспечении целочисленности x, y является едва ли разрешимой проблемой. В этих условиях необходимо использование релаксационной стратегии, т. е. временного отбрасывания (5). Если полученное таким образом решение удовлетворяет релаксированным ограничениям, то оно оптимально и для исходной задачи [2].

При нарушении (5) дальнейшая стратегия состоит в замене его линейным соотношением таким образом, чтобы при повторном решении уменьшалось значение невязки релаксированного ограничения. Тот факт, что ни одно из ограничений (5) в конечном итоге не изымается и после любого повторного решения значения невязок в (5) уменьшаются [8], гарантирует получение решения, удовлетворяющего (5), за конечное, обычно очень малое число шагов.

При использовании релаксационной стратегии модель (1)—(6) характеризует так называемую целочисленную распределительную задачу, решение которой при большом числе переменных само по себе представляет значительную проблему, поскольку в практических задачах количество переменных x, y, определяемое как $mn+mp$, составляет несколько тысяч. Использование в этих условиях известных алгоритмов отсечения Гомори малоэффективно ввиду их существенной нерегулярности, что, вероятно, обусловлено соизмеримостью возрастающих с числом итераций ошибок округления с градиентом минимизируемой функции. Очень медленно (при некоторых наборах исходных данных) сходится алгоритм, основанный на принципе Данцига—Вулфа, аддитивный алгоритм Балаша требует нескольких часов работы ЦВМ ЕС 1022 уже при числе переменных порядка 500; алгоритмы, основанные на методе ветвей и границ, также отличаются значительным временем счета, зависящим от количества просматриваемых ветвей.

Особо следует остановиться на эвристических методах. Используя терминологию [1], можно сказать, что если введение в модель булевых переменных повышает уровень внешнего правдоподобия, то применение эвристических методов существенно понижает внутреннее правдоподобие модели.

Эвристическими методами иногда (но не во всех случаях) можно за приемлемое время получить решение, мало отличающееся по приведенным затратам от оптимального. Однако практика показала, что подобные решения, будучи перенесенными на чертеж, легко улучшаются специалистами даже не самой высокой квалификации. В то же время весьма эффективной для минимизации (1)—(6) оказалась вычислительная процедура, основанная на теоремах Эверетта [2]: решение исходной задачи определяется посредством минимизации лагранжиана, составленного из (1) и (4) при ограничениях (2). Ограничения (5) и (6) релаксируются, и на первом этапе принимается, что на любом из m мест размещаются источники наибольшей допустимой мощности S_{pj}.

В этих условиях для любого j $y_{pj}=1$, и упрощенная формулировка задачи

$$f=\sum_i\sum_j C_{ij}x_{ij}+\sum_j B_{pj}\to\min; \qquad (9)$$

$$\sum_j x_{ij}=1;\ \forall i\in M_n; \qquad (10)$$

$$\sum_i S_i x_{ij}-S_{pj}\leqslant 0,\ \forall j\in M_m, \qquad (11)$$

лангранжиан которой

$$L=\sum_i\sum_j (C_{ij}+\lambda_j S_i)x_{ij}+\sum_j (B_{pj}-\lambda_j S_p); \qquad (12)$$

$$\Sigma x_{ij}=1 \qquad (13)$$

является аддитивно-сепарабельной функцией x. При известных значениях множителей Лагранжа λ_j минимизация (12) и (13) распадается на решения n подзадач вида

$$\sum_j (C_{ij}+\lambda_j S_i)x_{ij}\to\min; \qquad (14)$$

$$\sum_j x_{ij}=1, \qquad (15)$$

решение которых тривиально: минимум (14) соответствует единичному значению того x, коэффициент при котором в (14) минимален.

Все остальные x по (15) равны нулю.

Вычислительная процедура, минимизирующая (9)—(11), состоит в следующем. Составляется матрица $[C]$ размерности mn, элементы которой, принадлежащие i-й строке и j-му столбцу, определяются как $C_{ij}+\lambda_j S_i$, причем первоначально $\lambda_j=0$. Каждая строка $[C]$, очевидно, соответствует подзадаче (14)—(15). По минимальному коэффициенту в каждой i-й строке $[C]$ определяются индексы j, которым соответствуют $x_{ij}=1$. Все остальные x по строке равны нулю.

Далее, для всех j определяется по (11) значение невязки g_j, в зависимости от знака которой возможны три варианта.

1. Для всех j $g_j>0$, что соответствует отсутствию решения вообще, поскольку даже при условии размещения на всех местах источников наибольшей мощности, этого оказывается недостаточным для присоединения потребителей. Следует отметить, что в задаче выбора РП необходимо предварительно осуществлять проверку соответствия суммарного количества допускаемых к РП присоединений (с учетом возможности подключения нескольких подстанций к одному выключателю) общему числу потребителей. Если такое соответствие отсутствует, то необходимо задать дополнительно фиктивное место размещения РП с индексом $m+1$, причем $S_{m+1}>\Sigma S_i$, а $B_{l\,m+1}$, $C_{i\,m+1}$ должны на 1—2 порядка превышать максимальные из соответствующих значений B_{lj}, C_{ij}. Все потребители, которые в полученном решении окажутся присоединенными к $m+1$ РП, в реальных условиях должны присоединяться непосредственно к ГПП.

2. Для всех j $g_j\leqslant 0$, что соответствует решению, оптимальному для (9)—(11), но допустимому только для (1)—(4).

3. Для одного или нескольких j $g_j>0$. В этом случае, следуя [2], необходимо определить индекс j, соответствующий максимальному значению невязки g_j, а затем для изменения решения задачи увеличить соответствующий этому индексу множитель λ_j.

При всей естественности такой процедуры, интерпретируемой в терминах рассматриваемой проблемы

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

как стремление разгрузить наиболее нагруженный источник, нельзя утверждать ее целесообразность во всех случаях. В практике опытной эксплуатации алгоритма, основанного на этом принципе, неоднократно наблюдалось зацикливание, причина которого обусловлена тем, что при разгрузке наиболее нагруженного источника допускается присоединение потребителя к другому, хотя и в меньшей степени, но также перегруженному источнику. Введение дополнительных более жестких ограничений приводит к следующему процессу.

Если значения λ_j, соответствующие оптимальному решению, полученному в результате q итераций, обозначить $\lambda^{(q)}{}_j$, где q — индекс итерации, то

$$\lambda_j^{(q)} = \Delta\lambda_j^{(1)} + \Delta\lambda_j^{(2)} + \ldots + \Delta\lambda_j^{(q)}. \qquad (16)$$

До начала вычислительной процедуры (нулевая итерация) $\lambda^{(0)}{}_j=0$, а элементы $[C]$ равны C_{ij}. После первой итерации

$$C_{ij}^{(1)} = C_{ij} + \Delta\lambda_j^{(1)} S_i, \qquad (17)$$

а после k итераций

$$C_{ij}^{(k)} = C_{ij}^{(k-1)} + \Delta\lambda_j^{(k)} S_i, \qquad (18)$$

причем до начала $(k+1)$-й итерации $\Delta\lambda_j^{(k+1)} = 0$.

Иными словами, после каждой k-й итерации значения элементов $|C|$ заменяются значениями величин по (18).

Индексное множество столбцов $[C]$, для которых $g_j>0$, обозначим через M_g; индексное множество строк $[C]$, содержащих минимальные элементы $C^*{}_{ij}$, принадлежащие и столбцам $j\in M_g$, обозначим через M_k. Если для всех $i\in M_k$, $j\in M_g$ определить сумму

$$\Sigma\Sigma S_i x_{ij} = S_c,$$

а затем дополнить модель (9)—(11) условием

$$\Sigma\Sigma S_i x_{ij} \leqslant S_c - \delta, \qquad (19)$$

где δ — достаточно малое положительное число, то выражение (19) явится более жестким условием, чем (11), поскольку требует снижения нагрузки для всех перегруженных источников. Введение (19) в модель обусловит появление дополнительного множителя Лагранжа λ_g для элементов $[C]$, принадлежащих пересечению M_k и M_g, т. е.

$$C_{ij} + \Delta\lambda_j S_i + \Delta\lambda_g S_i, \qquad (20)$$

а элементами $[C]$, не принадлежащими пересечению M_k и M_g, являются

$$C_{ij} + \Delta\lambda_j S_i. \qquad (21)$$

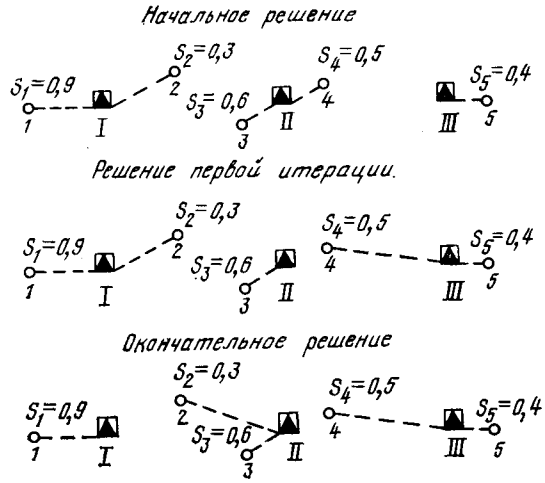
Считая первоочередной задачей выполнение условий (19), необходимо определить приращение $\Delta\lambda_g$, изменяющее первоначальное решение. Изменение решения по i-й строке достигается, если

$$C^*{}_{ij} + \Delta\lambda_g S_i$$

станет больше какого-либо другого элемента этой строки, не принадлежащего столбцу из M_g. При этом необходимо найти максимальное $\Delta\lambda_g$, изменяющее решение только по одной координате. Если для всех строк $i\in M_k$ определить

$$\frac{C_{ij} - C^*{}_{ij}}{S_i}, \qquad (22)$$

где индекс j при уменьшаемом в числителе не принадлежит M_g, а при вычитаемом — принадлежит, то



принимая для $\Delta\lambda_g$ полусумму двух наименьших значений (22), определенных для разных строк, после подстановки $\Delta\lambda_g$ в $[C]$, получим изменение решения по одной координате. Дополнительное условие (19) при этом будет выполнено, поскольку пересоединение потребителя произойдет на ранее не перегруженный источник. Проверив затем значение невязок g_j, либо получим решение задачи (9)—(11), либо установим необходимость продолжения процедуры. При переходе от решения задачи (9)—(11) к уточнению решения (1)—(6) в условиях релаксации необходимо для всех j определить тот индекс l, при котором $g_j\leqslant 0$, но модуль g_j минимален, и принять к размещению на этих местах источники мощностью S_l, а затем определить по (1) значение целевой функции f_1. Если M_p таково, что большему индексу соответствует большая мощность источника, то, начиная с наименее загруженного источника, вновь решается задача (9)—(11) при условиях, что на месте наименее загруженного источника размещается источник мощностью S_{l-1}, а на остальных местах сохраняется мощность источника в соответствии с предыдущим решением.

В результате повторного решения задачи определится значение целевой функции f_2, и, если $f_2<f_1$, то аналогично изложенному проверяется дальнейшая возможность уменьшения мощности источников.

Описанная процедура является по своей сути модификацией метода градиентного спуска в условиях целочисленной задачи.

Получив решение задачи (1)—(6) в условиях релаксации, при уже известных x_{ij} проверяется выполнение (5) и (6). Если (5) или (6) не выполняются для некоторого множества столбцов M_{g1}, то осуществляется описанная выше процедура с заменой M_g на M_{g1} с соответствующим определением невязок по (5) и (6). Необходимо отметить, что в предложенном вычислительном процессе нет необходимости резервировать память ЭВМ для второго слагаемого (20), так как достаточным является оперирование только с множителем $\Delta\lambda_g$.

Преимущества изложенного алгоритма состоят в предельной компактности матрицы $[C]$ при хорошем быстродействии, что позволяет использовать его при практическом проектировании не обращаясь к внешней памяти ЦВМ.

Приложение. Для пояснения метода оптимизации (9)—(11) рассмотрим схему на рисунке, где *1, 2, ..., 5* — потребители, а *I—III* — места возможного размещения источников. Мощности потребителей в относительных единицах: $S_1=0,9$; $S_2=0,3$; $S_3=$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$=0,6$; $S_4=0,5$; $S_6=0,4$; допустимые мощности источников $S_{pj}=1$ для всех j. Матрица затрат на сети в относительных единицах:

2	7	12
2	3	8
4	1	6
6	1	4
11	6	1

Выбрав минимальные элементы по каждой строке, получим решение:

$$x_{11}=x_{21}=x_{32}=x_{42}=x_{53}=1;$$

остальные $x=0$. Значения невязок по (11): $g_1=0,2$; $g_2=0,1$; $g_3=-0,6$, т. е. множеству M_g принадлежат 1-й и 2-й столбцы, а множеству $M_к$ — строки 1—4. Возможные приращения $\Delta\lambda_g$ по (22): 11,1 для 1-й строки; 20 — для второй; 8,33 — для третьей; 6 — для четвертой.

Определив полусумму наименьших значений, получим $\Delta\lambda_g=7,17$; элементы $[C]$, к которым добавляется $\Delta\lambda_g S_i$, размещены в первых четырех строках двух первых столбцов.

После постановки имеем:

8,45	13,45	12
4,15	5,15	8
8,3	5,3	6
9,58	4,58	4
11	6	1

По минимальным элементам строк определяем решение $x_{11}=x_{21}=x_{32}=x_{43}=x_{53}=1$ (остальные $x=0$), отличающееся от предыдущего значением x_{43}. Значение невязок: $g_1=0,2$; $g_2=-0,4$; $g_3=-0,1$; при этом M_g состоит только из 1-го столбца, а $M_к$ — из первой и второй строк. Возможные приращения $\Delta\lambda_g=3,94$ и 3,33, т. е. $\Delta\lambda_g=3,64$.

Подставляя $\Delta\lambda_g S_i$ в первые две строки первого столбца получим:

11,73	13,45	12
5,24	5,15	8
8,3	5,3	6
9,58	4,58	4
11	6	1

т. е. $x_{11}=x_{22}=x_{32}=x_{43}=x_{53}=1$; $g_1=-0,1$; $g_2=-0,1$; $g_3=-0,1$. Поскольку все $g_j<0$, решение оптимальное. На рисунке пунктиром показана схема, соответствующая полученному решению.

Вывод. Кибернетическое моделирование проблемы формирования схем электроснабжения позволяет описать подсистемы функциональными характеристиками одного вида и использовать для их оптимизации единый алгоритм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Веников Б. А.** Электрические системы. Математические задачи электроэнергетики. — М.: Высшая школа, 1981.

2. **Лэсдон А. С.** Оптимизация больших систем. — М.: Наука, 1975.

3. **Глазунов А. А., Мрзел Ю. Л., Круглова Т. А.** Экономически целесообразные параметры глубоких вводов высокого напряжения в городах. — Электричество, 1977, № 4.

4. **Глазунов А. А., Шевченко Ж. И.** Экономически целесообразные значения токов короткого замыкания на шинах 6/10 кВ понижающих подстанций — центрах питания городских электрических сетей. — Электричество, 1977, № 7.

5. **Веников В. А.** Теория подобия и моделирования. — М.: Высшая школа, 1976.

6. **Веников В. А., Суханов О. А.** Функциональная модель режимов электрических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 1.

7. **Гутер Р. С., Овчинский Б. В.** Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта. — М.: Наука, 1970.

8. **Тюханов Ю. М.** Математическая модель задачи группировки электроприемников по силовым пунктам. — Промышленная энергетика, 1980, № 8.

9. **Тюханов Ю. М.** Синтез оптимальных сетей с учетом электрических нагрузок. — Изв. вузов. Электромеханика, 1981, № 2.

10. **Дудкин Л. М.** Итеративное агрегирование и его применение в планировании. — М.: Экономика, 1979.

11. **Мелентьев Л. А.** Некоторые вопросы развития методов математического моделирования для оптимизации сложных систем в энергетике. — В кн.: Методы математического моделирования в энергетике. — Иркутск: Изд. СО АН СССР, 1966.

[17.08.81]

УДК 621.316.1.062

Схема распределения электроэнергии на напряжении 10/0,38 кВ в городах с многоэтажной застройкой

ФОКИН Ю. А., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Большие объемы жилищного и гражданского строительства в городах, появление новых электробытовых приборов, внедрение электропищеприготовления значительно увеличивают потребление электроэнергии районами городов. Многоэтажные здания обусловливают рост доли силовой нагрузки с одновременным увеличением единичной мощности электродвигателей, а также появление значительных групп электроприемников, требующих повышенной надежности электроснабжения (электродвигатели пожарных насосов, системы обеспечения незадымляемости и т. д.) [1]. Появление электробытовых приборов с нелинейной вольт-амперной характеристикой и резкопеременный режим работы силовых электроприемников создают проблемы электромагнитной совместимости приемников в городских сетях.

Распределение электроэнергии на напряжении 10/0,38 кВ. Технико-экономический анализ вариантов электроснабжения районов с застройкой многоэтажными жилыми зданиями (9—22 этажа) с электропищеприготовлением при существующей системе распределения электроэнергии показывает, что планировка микрорайонов со значительными расстояниями между зданиями делает нецелесообразной передачу электроэнергии в них непосредственно на среднем напряжении (6—10 кВ) вследствие этого нецелесообразно применение встроенных трансформаторных подстанций (ТП) относительно небольшой мощности

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

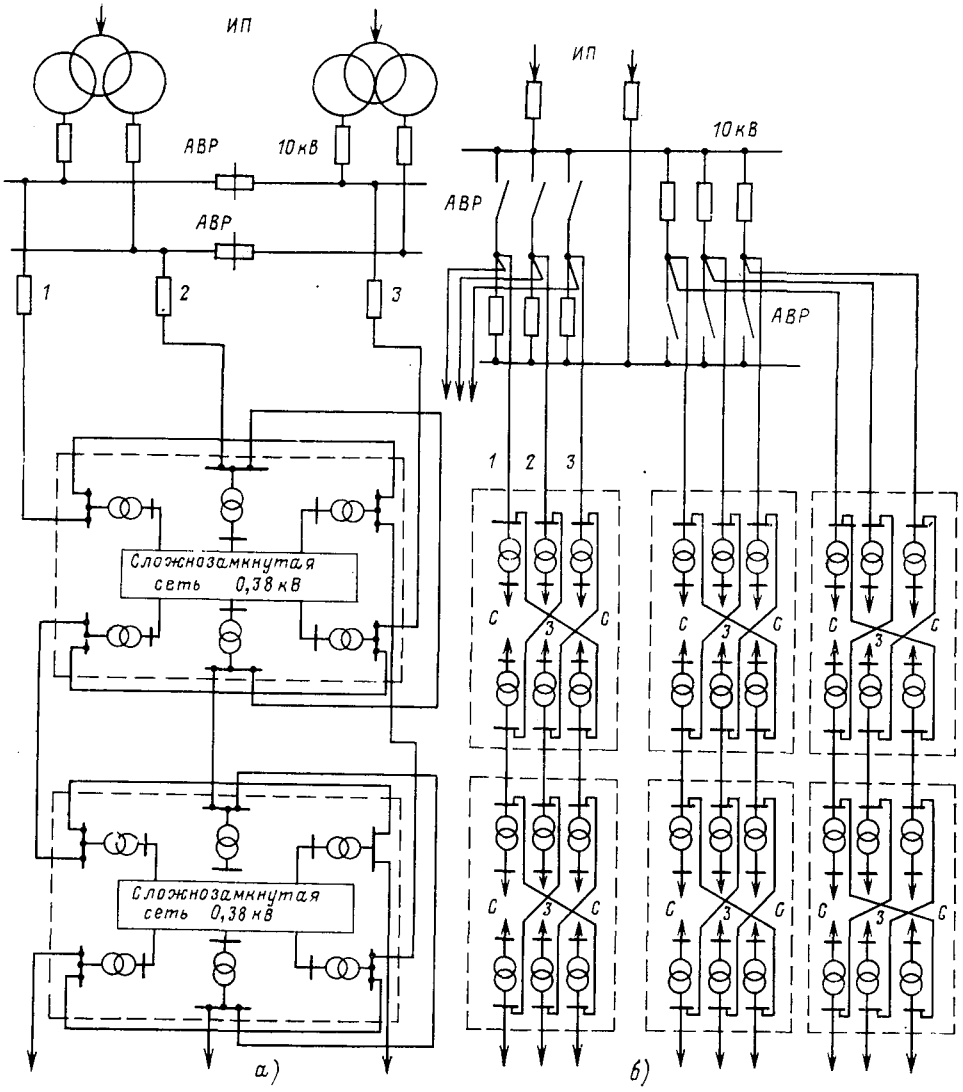


Рис. 1. Структурная схема системы электроснабжения 10 кВ с применением сложнозамкнутой сети 0,38 кВ:
а — питание участков сети 0,38 кВ от разных секций ИП (разных ИП), предусматривающее контроль разности напряжений на ИП; *б*—питание участков 0,33 кВ от одной секции шин ИП, но с возможностью резервирования каждой секции шин автоматическим переключением группы линий 10 кВ на другую секцию ИП

(например, 2×250 кВ·А), а также ТП с трансформаторами большой мощности (более 2×1000 кВ·А) ввиду значительного утяжеления сети 0,38 кВ. Применяемый вариант электроснабжения с двумя трансформаторами мощностью 630 кВ·А в ТП оказался экономически наиболее целесообразным. Однако недостатки, присущие системе распределения электроэнергии (низкая экономичность, большие потери электроэнергии и т. д.), могут быть в значительной степени устранены при реализации следующей схемы.

Распределение электроэнергии на напряжении 10 кВ осуществляется по неавтоматизированным магистральным линиям без распределительной подстанции; на напряжении 0,38 кВ — с использованием модифицированных сложнозамкнутых сетей (СЗС) с замыканием небольшого количества однотрансформаторных подстанций. Обеспечение необходимой надежности питания участков СЗС при наличии в них потребителей первой категории достигается повышением надежности источника питания (ИП) (секции шин ИП), если питание осуществляется от одного ИП (рис. 1,*б*); либо питанием трансформаторов СЗС от разных ИП (рис. 1,*а*). В первом случае автоматические аппараты развилок включаются только при отключении секции шин ИП. Это решение увеличивает затраты на сооружение распределительного устройства 10 кВ ИП. С целью снижения их относительной доли в затратах на систему электроснабжения 10/0,38 кабельные линии 10 кВ целесообразно выполнять сдвоенными и предельного сечения (например, 240 мм²), подключая к таким линиям разные группы участков (правая часть рис. 1,*б*). Во втором случае схема подключения трансформаторов осуществляется таким образом, чтобы отключение одного ИП (секции шин) не нарушало электроснабжения потребителей. Однако в этом случае накладываются ограничения на режимы напряжений на ИП и усложняется защита схемы.

В отличие от рекомендаций [1 и 2] по сооружению замкнутых сетей 0,38 кВ в данной схеме СЗС модифицирована с целью увеличения резервирования ответственных потребителей и обеспечения селективности работы закрытых плавких предохранителей при возможных нарушениях в сети 0,38 кВ. Надежность электроснабжения потребителей первой категории в микрорайонах достигается при этом «расщеплением» вводов: сооружением в зданиях с потребителями первой категории вместо одного (рис. 2,*а*) двух независимых вводов и «расщеплением» линий (рис. 2,*б*, *в*, *г* и *д*) с тем, чтобы при отказе любой линии 0,38 кВ или ввода электроснабжения здания сохранилось. В зависимости от ответственности потребителя (здания) «глубина расщепления» линий 0,38 кВ может быть различной (рис. 2,*в*, *г* и *д*), в частности наибольшая надежность достигается при четырех отходящих линиях на вводе, защищенных закрытыми предохранителями (рис. 2,*д*). Защита от нарушений в сети 10 кВ осуществляется автоматами обратной мощности (АОМ).

Ввиду того что сечения кабельных линий 0,38 кВ при значениях расчетной нагрузки современных зданий оказываются достаточно большими, «расщепление» линий практически приводит к незначительному увеличению затрат на кабели. Эффект «расщепления» приводит к увеличению надежности электроснабжения также и соседних зданий (рис. 2,*в*, *г* и *д*).

Исследование технико-экономических характеристик предлагаемой системы электроснабжения 10/0,38 кВ на примере конкретных районов показывает, что оптимальная мощность однотрансформаторных подстанций при плотности нагрузки 10—20 МВт/км² составляет 630—1000 кВ·А, а по приведенным затратам (затраты на сеть 10 кВ, ТП и сеть 0,38 кВ) они на 15—20% экономичнее существующей систем

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

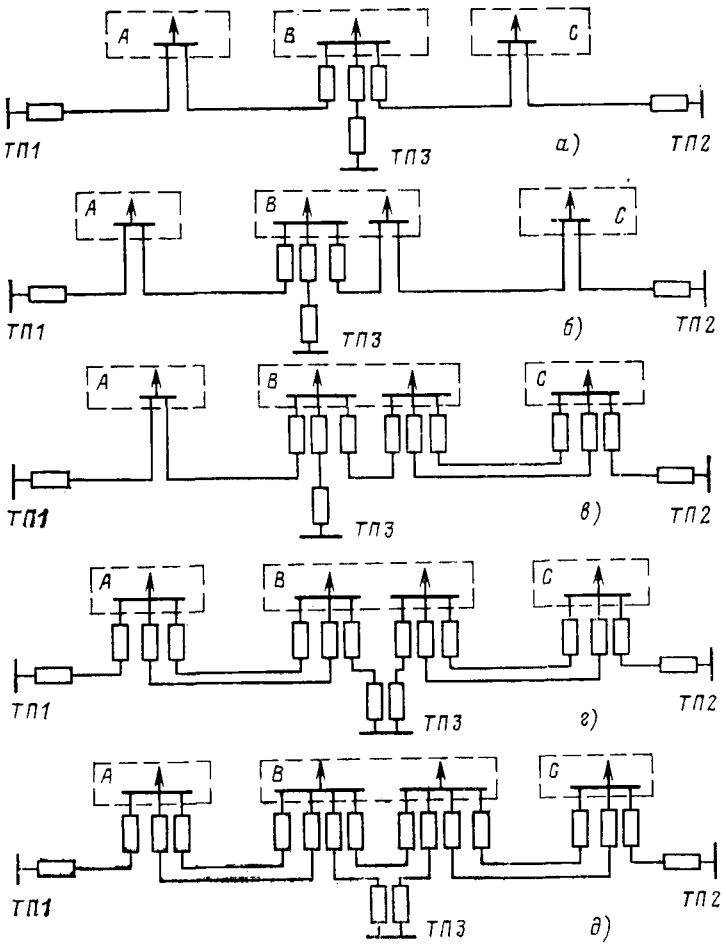


Рис. 2. Принцип «расщепления» вводов и линий 0,38 кВ для электроснабжения потребителей с повышенными требованиями к надежности; *В* — задание с потребителем 1-й категории:

а — вариант без «расщепления»; *б* — вариант с «расщеплением» только ввода в здание; *в* — вариант с «расщеплением» ввода и одной из линий (повышение надежности электроснабжения еще и соседнего здания *С*); *г* — вариант с «расщеплением» ввода и трех линий (повышение надежности электроснабжения нескольких соседних зданий); *д* — вариант глубокого «расщепления» линий (с «расщеплением» ввода) с целью повышения селективности работы предохранителей, установленных на «расщепленных» вводах, применяется для электроснабжения особо ответственных потребителей

электроснабжения. Примерно такие же цифры, если условия сравнения сделать практически одинаковыми, получаются по данным [2 и 3] при сравнении двухлучевых схем со сложнозамкнутыми схемами обычного типа, что указывает на устойчивость полученных результатов.

Целесообразный объем участков сложнозамкнутых сетей определяется не только на основе минимума приведенных затрат на сеть 10/0,38 кВ, но и с учетом возможности каскадных аварий, поэтапного строительства микрорайонов, показателей качества напряжения в разных вариантах и т. д. Например, увеличение числа ТП в замкнутой сети 0,38 кВ создает более широкие возможности резервирования элементов 10 кВ (ТП и линий); повышается «эластичность» сети, и при прочих равных условиях создается возможность питания по одной линии 10 кВ большого количества ТП участка замкнутой сети. При этом наблюдается незначительное (по сравнению с малыми участками) уменьшение потерь мощности и энергии в целом вследствие более равномерного распределения нагрузок (меньшее влияние так называемых «краевых» эффектов схемы), уменьшаются также колебания напряжения, т. е. можно подключать более крупные единичные электроприемники (рис. 3). Возможности подключения новых потребителей при развитии сети также более благоприятны по сравнению с участками малой мощности. Однако рост количества взаимосвязанных элементов и числа коммутационных аппаратов (АОМ, предохранителей) увеличивает вероятность каскадного развития аварии в участках бóльшей мощности. Отключение участка большой мощности несравнимо по последствиям с отключением участков малой мощности.

При малой мощности участка СЗС, например двух ТП[1], не достигается сокращения общего количества ТП в районе по сравнению с крупными участками. Не наблюдается при этом и заметного относительного уменьшения уравнительных токов (вследствие увеличения эквивалентного сопротивления между ИП), так как число трансформаторов и кабельных линий между пунктами с различными уровнями напряжения уменьшается. На рис. 4 изображена зависимость приведенных затрат на сеть 10/0,4 кВ от мощности участков для одного из новых районов суммарной мощности 53 МВт, застроенного многоэтажными зданиями (9—22 этажа) с электропищеприготовлением. Оптимальным участком следует считать сеть с замыканием четырех — шести ТП, которому, несмотря на практическую равноценность с вариантом замыкания восьми-десяти ТП, следует отдать предпочтение, так как уже при числе трансформаторов мощностью 630—1000 кВ·А более трех на участке реализуются практически все преимущества СЗС, а его техническую реализацию с учетом поэтапности сооружения зданий микрорайонов и инженерных коммуникаций осуществлять проще.

В наибольшей мере технико-экономические выгоды предлагаемой схемы проявляются при выполнении головных участков линий 10 кВ (без распределительных подстанций) кабелями предельного сечения и подключением к каждому из них максимально возможного (по пропускной способности) количества трансформаторов (рис. 1,*а* и *б*).

Требования, предъявляемые к режимам напряжений при питании от разных ИП, обусловлены возможностью появления уравнительных токов, наиболее неблагоприятных в элементах сети 0,38 кВ при разности напряжений (по величине или фазе). Расчеты показывают, что для сетей с числом ТП, равным 4—6, трансформаторами 630—1000 кВ·А при 8—10 кабельных линиях 0,38 кВ сечением 150—180 мм², отходящих от каждого ТП, недопустимой перегрузки не наблюдается, а наиболее неблагоприятно уравнительные токи сказываются на работе трансформаторов.

Приближенно допустимую разность напряжения на шинах 10 кВ ТП в зависимости от перегрузки трансформаторов γ уравнительными токами можно оценить по формуле:

$$\Delta U_{д} = \frac{1}{U_{н}} A z_{т} I_{н.т} \gamma \left(\frac{m_1}{m_2} + 1 \right) 100\%, \qquad (1)$$

где $I_{н.т}$, $z_{т}$ — номинальный ток и сопротивление трансформаторов ТП; $U_{н}$ — номинальное напряжение; m_1,

[1] Здесь и далее все конкретные результаты приводятся применительно к мощности ТП с одним трансформатором 1000 кВ·А.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

m_2 — число трансформаторов сети 0,38 кВ, получающих электроэнергию от ИП с максимальной разностью напряжений; A — коэффициент, зависящий от параметров и конфигураций сети 0,38 кВ, можно принять равным 2,21. Это значение проверено путем статической обработки 63 вариантов СЗС «расщепленными» линиями и вводами с числом ТП, равным 4—9, и трансформаторами мощностью 630—1000 кВ·А.

Если ограничить дополнительную перегрузку трансформаторов не более чем на 10% (γ=0,1), то разность напряжений на шинах ИП следует допускать не более 2,5%, а на шинах 10 кВ ТП — 1,6%. При этом потери мощности, энергии, показатели качества напряжения изменятся незначительно. Увеличение допустимой разности напряжения может привести к повышению суммарной мощности трансформаторов в районах (по условиям перегрузок в послеаварийных режимах), что снизит эффективность применения предлагаемой схемы. Поэтому основным решением должно быть осуществление жестких ограничений на разность напряжений ИП. Питание СЗС 0,38 кВ от разных ИП приводит к параллельной работе их через сеть 0,38 кВ, что увеличивает токи коротких замыканий в сети 10 кВ. Этот фактор необходимо учитывать при проектировании.

Защита сложнозамкутых сетей при питании их от различных ИП имеет свои особенности. Когда соблюдаются требования к разности напряжений на ИП, режимы работы закрытых плавких предохранителей 0,38 кВ практически не изменяются по сравнению с питанием участков от одного ИП. Частота срабатывания АОМ увеличивается, если их выдержка времени меньше выдержки времени выключателей на линиях 10 кВ, отходящих от ИП. Автоматы обратной мощности всех трансформаторов, получающих питание от ИП (или секции шин ИП) будут отключаться как при коротких замыканиях на самих шинах ИП, так и на всех отходящих от этих шин линиях 10 кВ, т. е. при всех нарушениях, приводящих к значительному понижению напряжения на шинах ИП. Очевидно, большая часть отключений АОМ в этих условиях будет излишней (неселективная работа).

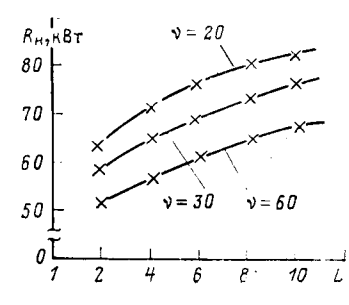
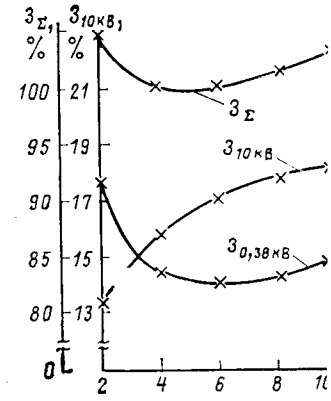
Все участки СЗС должны быть рассчитаны на отключение одного источника, поэтому электроснабжение потребителей не прерывается. Но на время оперативных переключений в сети $t_п$, пока АОМ части трансформаторов отключены, вследствие их неселективной работы, результирующая надежность электроснабжения потребителей понижена, так как сеть 0,38 кВ в этот интервал времени работает без резерва. Неселективную работу АОМ в такой схеме можно исключить, если время срабатывания АОМ сделать на ступень селективности больше, чем у выключателей 10 кВ на ИП. Добиться этого можно максимально возможным уменьшением времени срабатывания выключателей 10 кВ на ИП и минимально возможным увеличением времени срабатывания АОМ, имея в виду сохранение селективности действия между АОМ и закрытыми плавкими предохранителями 0,38 кВ при нарушениях в сети 10 кВ. Такой подход к повышению надежности св


Рис. 3. Зависимость максимально допустимой мощности электродвигателя, подключаемого к сложнозамкнутой сети. от ее размера (числа ТП)
ν — число пусков двигателя в час

Рис. 4. Зависимость приведенных затрат от размера участков сложнозамкнутых сетей: $З_{10\ кВ}$ — затраты на сеть 10 кВ; $З_{0,38\ кВ}$ — затраты на сеть 0,38 кВ; $З_Σ$ — суммарные затраты



аппаратов сети 10 кВ.

В [2] при обосновании замкнутой схемы до 1000 с АВР со стороны выше 1000 В указывается на во можность увеличения выдержек времени АОМ 1,5 с при условиях сохранения селективной рабо между предохранителями и АОМ. Расчеты показыв ют, что для участков указанного выше разме в районах с высокой плотностью нагрузки тщател ным выбором номинальных токов плавких встав предохранителей это время удается повысить 1,6—1,8 с. Если же не менять выдержки време АОМ (оставить, например, 0,15—0,2 с) и выключат лей 10 кВ на ИП, то после неселективного срабат вания части АОМ в сети их можно снова включи но не вручную, а оборудовав АОМ устройством АП что усложнит конструкцию АОМ. Оборудование АС устройствами АПВ является достаточно эффективн способом повышения надежности при необходимос например, питания СЗС от разных ИП. При питан участков СЗС от одних секций шин, но с возмо ностью переключения на другую секцию (рис. 1, когда отключается первая, защита СЗС 0,38 кВ в полняется так же, как для схемы с одним ИП, выдержку времени АОМ следует устанавливать с у том возможного разброса во времени включения ко мутационных аппаратов с АВР, если со стороны ка дой секции устройством АВР оборудовано бол одного коммутационного аппарата. Решение вопр о способе обеспечения селективной защиты предлаг мой схемы не имеет однозначного решения и зави от конкретных обстоятельств. Одним из аргумен при решении может быть степень изменения уров надежности в зависимости от выполнения защиты

Надежность электроснабжения. Построение с 0,38 кВ с «расщепленными» вводами и линиями п тщательном проектировании гарантирует достато высокую надежность электроснабжения потребител по сети 0,38 кВ. Надежность сети 0,38 кВ обеспечи ется установкой на «расщепленных» вводах не ме трех закрытых предохранителей, проверку селект ности работы которых следует производить с учет разброса токо-временных характеристик [5]. «Жи честь» сети 0,38 кВ, т. е. ее способность проти стоять возмущениям, не допуская их каскадного р вития с массовым нарушением питания потребител обеспечивается комплексом мероприятий: тщате ным выбором предохранителей, особенно в лини с малой нагрузкой в нормальном режиме работы

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

проверкой селективности при возможных нарушениях в схеме (например, отключение одной или двух линий 10 кВ, отказ АОМ при заявке на отключение); уменьшением размера участка СЗС с целью снижения числа взаимосвязанных коммутационных аппаратов; построением схемы сети 10 кВ и выполнением ее защиты, обеспечивающим минимально возможное количество заявок на срабатывание АОМ; выбором такой конфигурации схемы и номинальных токов предохранителей, когда даже при каскадной аварии и разделении схемы питание наиболее ответственных потребителей сохраняется (рис. 2,*д*).

Надежность электроснабжения участка СЗС 10 кВ достигается: автоматическим подключением линий 10 кВ к разным ИП (секциям шин); резервированием линий 10 кВ и трансформаторов ТП, соответствующим выбором их числа и загрузки в нормальном режиме; уменьшением количества ТП на участке, подключенных к одной линии 10 кВ. Следует отметить, что требования повышения живучести, в частности, уменьшение заявок на срабатывание АОМ и обеспечение надежности по сети 10 кВ (например, подключение к разным секциям шин), находятся в противоречии друг с другом. Другими, не менее важными факторами повышения надежности, являются: увеличение надежности самих элементов схем, уменьшение вероятности отказов АОМ, повышение уровня технического обслуживания сети (сокращение времени ремонтов оперативных переключателей в сети и т. д.), но эти проблемы в настоящей статье не обсуждаются.

С целью отражения факторов, влияющих на надежность СЗС в количественной форме, целесообразно рассмотреть приближенные алгоритмы расчета показателей надежности (вероятности отказа Q и параметры потока отказов Λ) при разных способах электроснабжения участков СЗС и выполнения их защиты.

1. Участки сети 0,38 кВ подключены к разным ИП (секциям шин одного ИП), время отключения АОМ меньше времени отключения выключателей 10 кВ ИП Автоматы обратной мощности не оборудованы АПВ.

2. То же, что и по п. 1, но АОМ оборудованы АПВ.

3. То же, что и по п. 1, но время отключения АОМ на ступень селективности больше времени отключения выключателей сети 10 кВ. Автоматы обратной мощности не оборудованы АПВ.

4. Каждый участок сети 0,38 кВ питается от одного ИП (секции шин ИП).

5. Линии 10 кВ на ИП подключаются в развилки из автоматических коммутационных аппаратов (рис. 1,*б*); один аппарат в развилке нормально отключен; время отключения АОМ больше времени разброса при одновременном включении автоматических коммутационных аппаратов на ИП, оборудованных устройствами АВР.

При разработке алгоритмов (см. таблицу) приняты следующие допущения: событие отказа двух и более трансформаторов ТП маловероятно и не учитывается; отключение одной линии 10 кВ, питающей участок СЗС не приводит к ограничению потребителей, отключение двух линий — только если нагрузка участка превышает допустимую на оставшиеся трансформаторы или нагрузка оставшихся в работе линий 10 кВ — допустимую для этих линий; вероятностью отказа трех и более независимых элементов пренебрегаем; преднамеренные отключения элементов в сравнительных оценках надежности не учитываются. Алгоритмы расчета показателей надежности участков СЗС при указанных в п. 1—5 условиях выполнения приведены в таблице.

Условные обозначения, принятые в таблице алгоритмов расчета показателей надежности участков сложнозамкнутых схем: q^{A} — вероятность отказа АОМ при заявке на отключение; $Q_{к}$ — вероятность развития каскадной аварии в СЗС при отказе на отключение АОМ; $\bar{T}_{в}$ — продолжительности восстановления СЗС после каскадной аварии в ней; $p_{к}$ — вероятность отключения участка СЗС из-за перегрузки элементов сети 10/0,38 кВ при отключении двух питающих линий 10 кВ этого участка; l_j — количество трансформаторов СЗС, подключенных к j-й линии 10 кВ, питающей участок; N — количество линий 10 кВ, питающих участок СЗС, $N=1, 2, \ldots, j, \ldots, m, k$; N_j — количество элементов в линии 10 кВ, отказ которых вызывает необходимость отключения АОМ, находящихся в целях трансформаторов этой линии; L_j — число элементов, электрически связанных с j-й линией 10 кВ (j-й секцией шин ИП), отказ которых приводит к понижению напряжения на секции и отключению АОМ трансформаторов, получающих электроэнергию от этой секции; в число таких элементов не входят элементы N_j; n — количество выключателей на ИП, отказ которых приводит к отключению двух линий 10 кВ, питающих участок СЗС; k — количество пар линий 10 кВ, питающих участок СЗС и теряющих питание при отказе АВР ИП; q^{AB} — вероятность отказа выключателя, оборудованного устройством АВР при заявке на включение; n_5 — количество линий 10 кВ, питающих участок и включенных в развилки автоматических коммутационных аппаратов на ИП, оборудованных АВР; $k^{АПВ}$ — кратность АПВ, которым оборудованы АОМ; $q^{АПВ}$ — вероятность отказа АПВ АОМ при заявке на срабатывание; $\bar{t}_{п}$ — среднее время оперативных переключений в сети 10 кВ при ликвидации аварийного состояния; λ_m, $\bar{t}_{вm}$ — эквивалентный параметр потока отказов и время восстановления цепи «линия m 10 кВ — секция шин m ИП»; λ_k, $\bar{t}_{вk}$ — аналогичные показатели цепи «линия k 10 кВ — секция шин k ИП»; $\lambda_{и}$, $\bar{t}_{в.и}$ — параметр потока отказов и время восстановления секции шин ИП; $\lambda_{в}$ — параметр потока отказов выключателей 10 кВ; λ_{v} — параметр потока отказов элементов ИП, обуславливающий срабатывание АВР на ИП; λ_i — параметр потока отказов i-го элемента схемы.

Вероятность

$$P_k = \max\{P^{т}_{к},\ P^{л}_{к}\},$$

где

$$P^{т}_{к} = \int_{S_{т.д}}^{S_{т\,max}} p(S_{т})\,dS_{т};\quad P^{л}_{к} = \int_{S_{л.д}}^{S_{л\,max}} p(S_{л})\,dS_{л}.$$

В этих формулах $p(S_{т})$ и $p(S_{л})$ — плотности вероятности распределения нагрузки участка СЗС и оставшихся линий 10 кВ; $S_{т.д}$ и $S_{л.д}$ — допустимые нагрузки на трансформаторы и линии 10 кВ в послеаварийном режиме; $S_{т\,max}$ и $S_{л\,max}$ — максимальные нагрузки на эти же элементы в послеаварийном режиме.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Продолжен

№ схемы	Вероятность безотказной работы Q, параметр потока отказов Λ
1	$Q_1 = \left[q^A Q_к \overline{T}_в \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \sum_{i=1}^{L_j} \lambda_{ji} + \lambda_{jн} \right) \right\} \right] + [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у) \overline{t}_п] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \lambda_к \overline{t}_{в.к} \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \overline{t}_п \sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i + \lambda_к \overline{t}_{в.к} \overline{t}_п \sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i + \overline{t}^2_п \left(\sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i \right) \left(\sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i \right) \right],$ $\Lambda_1 = \left[q^A Q_к \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \sum_{i=1}^{L_j} \lambda_{ji} + \lambda_{jи} \right) \right\} \right] + [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у)] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \lambda_к (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_{н.к}) \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_п) \sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i + \lambda_к (\overline{t}_{в.к} + \overline{t}_п) \sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i + 2\overline{t}_п \left(\sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i \right) \left(\sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i \right) \right]$
2	$Q_2 = \left[q^A Q_к \overline{T}_в \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \sum_{i=1}^{L_j} \lambda_{ji} + \lambda_{jн} \right) \right\} \right] + [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у) \overline{t}_п] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \lambda_к \overline{t}_{в.к} \right] + \left[k^{AПB} q^{AПB} P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \overline{t}_п \sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i + \lambda_к \overline{t}_{в.к} \overline{t}_п \times \sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i + \overline{t}^2_п \left(\sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i \right) \left(\sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i \right) \right],$ $\Lambda_2 = \left[q^A Q_к \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \sum_{i=1}^{L_j} \lambda_{ji} + \lambda_{iн} \right) \right\} \right] + [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у)] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \lambda_к (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_{в.к}) \right] + \left[k^{AПB} q^{AПB} P_к \sum_{m<k} \lambda_m (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_п) \sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i + \lambda_к (\overline{t}_{в.к} + \overline{t}_п) \times \sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i + 2\overline{t}_п \left(\sum_{i=1}^{L_m} \lambda_i \right) \left(\sum_{i=1}^{L_к} \lambda_i \right) \right]$
3	$Q_3 = [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у) \overline{t}_п] + \left[q^A Q_к \overline{T}_в \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \lambda_{jи} \right) \right\} \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \lambda_к \overline{t}_{в.к} \right],$ $\Lambda_3 = [P_к (n\lambda_в + kq^{AB}\lambda_у)] + \left[q^A Q_к \left\{ \sum_{j=1}^{N} l_j \left(\sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + \lambda_{jи} \right) \right\} \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \lambda_к (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_{в.к}) \right]$
4	$Q_4 = [\lambda_и \overline{t}_{в.и} + (\lambda_в + q^{AB}\lambda_у) \overline{t}_п] + \left[q^A Q_к \overline{T}_в \sum_{j=1}^{N} l_j \sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} \right] + \left[P_к \sum_{m<k} (\lambda_m \overline{t}_{в.m} - \lambda_и \overline{t}_{в.и}) (\lambda_к \overline{t}_{в.к} - \lambda_и \overline{t}_{в.и}) \right],$ $\Lambda_4 = [\lambda_и + \lambda_в + q^{AB}\lambda_у] + \left[q^A Q_к \sum_{j=1}^{N} l_j \sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \lambda_к (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_{в.к}) + 2\lambda^2_и \overline{t}_{в.и} - (\lambda_m + \lambda_к) \lambda_и \{ \overline{t}_{в.и} + (\lambda_m \overline{t}_{в.m} + \lambda_к \overline{t}_{в.к}) (\lambda_m + \lambda_к)^{-1} \} \right]$
5	$Q_5 = \left[q^A Q_к \overline{T}_в \sum_{j=1}^{N} l_j \sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + n_5 q^{AB} (\lambda_и + \lambda_у) \right] + \left[P_к \overline{t}_п (\lambda_к + \lambda_у) \sum_{m<k} q^{A3}_m q^{AB}_к \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \overline{t}_{в.m} \lambda_к \overline{t}_{в.к} \right]$ $\Lambda_5 = \left[q^A Q_к \sum_{j=1}^{N} l_j \sum_{i=1}^{N_j} \lambda_{ji} + n_5 q^{AB} (\lambda_и + \lambda_у) \right] + \left[P_к (\lambda_и + \lambda_у) \sum_{m<k} q^{AB}_m q^{AB}_к \right] + \left[P_к \sum_{m<k} \lambda_m \lambda_к (\overline{t}_{в.m} + \overline{t}_{в.к}) \right.$

Примечание. Составляющие показателей надежности, заключенны квадратные скобки, расположены в порядке убывания их значимости.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Значение $P_к$ существенно зависит от отношения числа оставшихся в работе трансформаторов или линий (после отключения двух из них или секций шин ИП) к числу работающих в нормальном режиме и степени их загрузки в нормальном режиме. В частности, при аппроксимации распределения нагрузки нормальным законом и числе ТП в участке, равном 4—6, $P_к$=0,1—0,2, меньшее значение при четырех ТП (4 линии 10 кВ), большее — при шести ТП (3 линии 10 кВ).

Анализ алгоритмов показывает, что при невозможности избежать каскадного отключения потребителей в сети 0,38 кВ из-за отказа АОМ эта составляющая является доминирующей, причем в схемах п. 1 и 2 она много больше, чем в остальных, так как $L_j \gg N_j$, добавка $n_б q^{AB}(\lambda_и + \lambda_в)$ в варианте п. 5 незначительна даже при относительно большом значении q^{AB} [6]. Способами повышения надежности в этих условиях является: уменьшение размеров участков (уменьшение $Q_к$ и $\bar{T}_в$) и числа трансформаторов в участке, подключенных к одной линии 10 кВ, т. е. l_j; резервированием функций отключения АОМ, например, последовательной установкой двух АОМ в цепи трансформатора, но при максимально возможном упрощении распределительного устройства 10 кВ ТП.

Если же при построении участка СЗС удается защиту выбрать так, что $Q_к$ и q^A малы, то надежность в основном определяется схемой построения сети 10 кВ, в частности, количеством независимых ИП, от которых питается участок. В этих условиях схемы п. 1, 2 и 3 обеспечивают высокую надежность, в особенности если электроснабжение осуществляется от двух независимых ИП. Вторые слагаемые вариантов п. 1, 2 и первое в 3 в квадратных скобках равны нулю, причем самую высокую надежность обеспечивает схема п. 3. В схеме п. 4 (самой ненадежной) отказы определяются во всех случаях отказами секций шин 10 кВ, а составляющая отказов, обусловленная АОМ, наименьшая из всех схем.

В схеме п. 5 надежность в основном определяется безотказной работой АВР на ИП [зависит от $(q^{AB})^2$]. Снижением вероятности отказа АВР можно существенно повысить показатели надежности этой схемы и обеспечить практически одинаковые показатели со схемой п. 3 — самой надежной из всех. В схеме п. 5 исключается проблема уравнительных токов, поэтому ее наряду со схемой п. 3 следует рекомендовать как основную. При условиях, когда расширение ИП с применением схемы п. 5 вызывает затруднение, возможно построение схемы с распределительной подстанцией, схема которой выполняется по принципам ИП п. 5, причем для повышения надежности такую подстанцию целесообразно подключить к независимым ИП.

Алгоритмы расчетов режимов при проектировании сложнозамкнутых схем. Практическая осуществляемость предлагаемой системы электроснабжения районов городов возможна лишь при самом тщательном учете рассмотренных факторов не только на этапе проектирования, но и во время эксплуатации. Проектирование СЗС требует несоизмеримо больше расчетов по сравнению с разомкнутыми. Без широкого использования ЦВМ выполнение таких расчетов невозможно. Основой правильного выбора параметров схем является достоверная информация о всех возможных режимах схемы, основанная на вероятностно-статистическом подходе [7]. Однако существенной особенностью расчетов вероятностно-статистических характеристик режимов здесь в отличие от методов [7], является необходимость отражения вероятностных характеристик режимов напряжений на различных ИП. Поэтому алгоритмы расчетов численных вероятностных характеристик несколько усложняются.

В качестве основной зависимости, связывающей токи в элементах СЗС **I** с задающими токами нагрузок $\mathbf{I}_н$ и свободными э. д. с. ветвей **E** целесообразно использовать уравнение

$$\mathbf{I} = \mathbf{c}\mathbf{I}_н + \mathbf{Y}\mathbf{E}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{c} = \mathbf{z}_в^{-1}(\mathbf{M}_t \mathbf{M} \mathbf{z}_в^{-1} \mathbf{M}_t)^{-1}$ — матрица коэффициентов распределения; $\mathbf{Y} = (\mathbf{c}\mathbf{M} + 1)\mathbf{z}_в^{-1}$ — матрица собственных и взаимных проводимостей; $\mathbf{z}_в$ — матрица сопротивлений схемы; **M** — первая матрица инциденций; t — знак транспонирования.

Для определения расчетных нагрузок с заданной вероятностью превышения α вычисляются числовые характеристики: математическое ожидание **I** и дисперсия $D(\mathbf{I})$ токовых нагрузок элементов схемы замещения сети:

$$\bar{\mathbf{I}} = \mathbf{c}\bar{\mathbf{I}}_н + \mathbf{Y}\bar{\mathbf{E}}; \qquad (2)$$

$$D(\mathbf{I}) = [\mathbf{c}^2_{ij}]\, D(\mathbf{I}_н) + \left[\sum_{a \neq b} c_{ia} c_{ib} \sigma_{Ia} \sigma_{Ib} R_{ab}\right] + [\mathbf{Y}^2_{ip}]\, D(\mathbf{E}) + \left[\sum_{p \neq l} Y_{ip} Y_{il} \sigma_{Ep} \sigma_{El} R_{pl}\right] + \sum_{a \neq p} c_{ia} Y_{ip} \sigma_{Ia} \sigma_{Ep} R_{ap}\Bigg], \qquad (3)$$

где σ_{Ia}, σ_{Ib} — среднеквадратические отклонения нагрузок a-го и b-го узлов; R_{ab} — коэффициент корреляции между ними; R_{ap} — коэффициент корреляции между нагрузкой a-го узла и э. д. с. p-й ветви.

Расчетная нагрузка элементов сети

$$\mathbf{I}_р = [\beta_i] \sqrt{D(\mathbf{I})} + \bar{\mathbf{I}}, \qquad (4)$$

где $\beta_i = f(\alpha_i) = 2{,}5 \div 3$ — нормированное среднеквадратическое отклонение, определяемое нормированной вероятностью превышения α действительной нагрузкой ее расчетного значения.

Если числовые характеристики нагрузок узлов определяются на основе данных [1], например, по методике [7], то второе, четвертое и пятое слагаемые в (3) можно не учитывать, и алгоритм расчета упрощается. Если же в качестве математического ожидания определяется среднегодовая нагрузка узлов, то по максимальному расчетному значению мощности узлов и времени использования максимума определяются другие числовые характеристики. При этом матрицу дисперсий следует считать с учетом всех слагаемых. Числовые характеристики случайного вектора **E** определяются по характерным режимам напряжения на ИП и числовым характеристикам потерь напряжения в линиях 10 кВ.

Потери энергии в токоведущих элементах сети

$$\Delta Э = З \sum_{i=1}^{n} r_i (\bar{I}^2_i + \sigma^2_{Il}) T,$$

где T — расчетное время (обычно год); r_i — активное сопротивление i-го элемента, i=1, 2, ..., n.

Опыт расчетов СЗС показывает, что определяющим для выбора параметров элементов является допустимый ток послеаварийного режима, т. е. при отключении части трансформаторов участка (отказ

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

одной линии 10 кВ или секции ИП). Число таких расчетов режимов при формировании СЗС и сети 10 кВ равно числу сочетаний из x по y, где x — число трансформаторов участка СЗС, y — количество трансформаторов участка, подключенных к одной линии 10 кВ. Послеаварийные режимы, обусловленные отказами головных участков сети 0,38 кВ, как правило, не являются определяющими при выборе параметров линии и защиты. Учет этого обстоятельства резко сокращает число необходимых расчетов послеаварийных режимов.

Проверку селективности работы защиты целесообразно также выполнять на основе обобщенных параметров, в частности, матрицы с [7]. При этом, как показывает опыт, из проверки можно исключить узлы с четырьмя и более линиями, как заведомо удовлетворяющие условиям селективности.

Выводы. 1. Сложнозамкнутые сети 0,38 кВ с «расщеплением» вводов и линий в сочетании с магистральной неавтоматизированной однозвеньевой сетью среднего напряжения в условиях современной многоэтажной застройки обеспечивают достаточно высокую надежность электроснабжения и сокращают приведенные затраты этой части системы на 15—20% по сравнению с существующей, улучшая при этом показатели качества напряжения.

2. Оптимальными мощностями трансформаторов ТП СЗС при плотностях нагрузки 10—20 мВт/км² являются 630 и 1000 кВ·А. Наиболее целесообразно замыкать 4—6 ТП в схеме.

3. При необходимости питания СЗС от различных ИП (разных секций шин) следует контролировать разности напряжений на ИП. По условиям дополнительной перегрузки сетевых трансформаторов не более 10% разность напряжений не должна превышать 2—2,5%. Актуальной задачей является разработка наиболее эффективных способов ограничения уравнительных токов в сетях 0,38 кВ и технического обеспечения селективной надежной защиты при нарушениях в сетях 10 кВ. При питании от одного ИП (секции шин) необходимый уровень надежности электроснабжения может быть достигнут только в результате существенного увеличения надежности шин 10 кВ ИП. Одним из эффективных способов повышения надежности является подключение линий 10 кВ в развилку из автоматических коммутационных аппаратов (рис. 1,*б*).

4. Особенности выполнения защиты СЗС, реализованной на АОМ и закрытых плавких предохранителях при питании участков от разных ИП, оказывают существенное влияние на надежность электроснабжения.

5. Осуществление предлагаемой схемы распределения электроэнергии с применением СЗС 0,38 кВ уже на этапе проектирования требует выполнения очень большого комплекса расчетов режимов, которые целесообразно выполнять на ЭВМ, используя вероятностно-статистические методы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Указания** по проектированию городских электрических сетей. — М.: Изд. Минэнерго СССР, 1976.

2. **Козлов В. А.** Городские замкнутые электрические сети. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1961.

3. **Гордиевский И. Г., Лордкипанидзе В. Д.** Оптимизация параметров электрических сетей. — М.: Энергия, 1978.

4. **Козлов В. А., Билик Н. И., Файбисович Д. Л.** Справочник по проектированию систем электроснабжения городов. — М.: Энергия, 1974.

5. **Музланов Б. М., Фокин Ю. А.** Проверка селективности плавких предохранителей в сложнозамкнутых сетях. — Электрические станции, 1964, № 4.

6. **Гук Ю. Б.** Основы надежности электроэнергетических установок. — Л.: Изд. ЛТУ, 1976.

7. **Фокин Ю. А.** Расчет на ЭВМ сложных городских электрических сетей напряжением выше 1000 В. — Электричество, 1968, № 2.

[24.03.8

УДК 621.3.066.6.001.57

Математическая модель для расчета устойчивости электрических контактов при протекании сквозных токов

ДОЛИНСКИЙ Ю. М., канд. техн. наук

Харьков

В ряде случаев протекание токов короткого замыкания (к. з.) по замкнутым электрическим контактам может приводить к нарушениям работы контактных систем электрических аппаратов — свариванию и отбросу контактов. Оба указанных явления сопровождаются нагревом контактной поверхности и прилегающих зон области стягивания линий тока до высоких температур (которые иногда могут превышать условную температуру кипения контактного материала), наличием фазовых переходов и необратимыми изменениями контактной поверхности [1 и 2].

Удовлетворительная точность описания процесса сваривания может быть достигнута лишь на основе учета, по крайней мере, наиболее существенных взаимосвязей. Среди них в первую очередь необходимо принимать во внимание изменение радиуса контактной поверхности при нагреве, а также температурные зависимости теплофизических параметров материала контактов. Учет этих факторов в настоящей статье в отличие от [3 и 4] приводит к существенно нелинейной постановке задачи сваривания электрических контактов.

Будем рассматривать симметричные электрические контакты со сферическими закруглениями радиуса R_k, у которых область стягивания линий тока обладает осевой симметрией. Допустим, что контакты имеют достаточно гладкую контактную поверхность, так что высота и шаг неровностей значительно меньше радиуса пятна сваривания. При выполнении этого условия влиянием микрогеометрии на процесс сваривания ко

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

тактов можно пренебречь. Предположим также, что контакты выполнены из однородного и изотропного материала. Ввиду кратковременности процесса сваривания не учитываем временную зависимость деформации материала контактов, обусловленную явлением ползучести. Кроме того, ввиду малости деформации пренебрегаем инерционными динамическими эффектами.

Вследствие симметрии достаточно рассмотреть температурное поле в одном из контактов. Процесс нагрева области стягивания линий тока описывается нестационарным уравнением теплопроводности, которое запишем в цилиндрической системе координат:

$$c_v(\vartheta)\frac{\partial\vartheta}{\partial t}=\frac{\partial}{\partial r}\left(\lambda(\vartheta)\frac{\partial\vartheta}{\partial r}\right)+\frac{1}{r}\lambda(\vartheta)\frac{\partial\vartheta}{\partial r}+$$
$$+\frac{\partial}{dz}\left(\lambda(\vartheta)\frac{\partial\vartheta}{\partial z}\right)+\delta^2(r,\ z,\ t)\rho(\vartheta), \qquad (1)$$
$$0<r,\ z<A(t),\ t>0,$$

где $c_v(\vartheta)$ — удельная объемная теплоемкость контактного материала; $\lambda(\vartheta)$ и $\rho(\vartheta)$ — коэффициент теплопроводности и удельное электрическое сопротивление материала контактов; $\delta(r, z, t)$ — распределение плотности тока в области стягивания электрических контактов.

Поскольку при изучении явлений сваривания и отброса контактов нас интересует распределение температуры на контактной поверхности, то с целью уменьшения времени счета размер области по пространственным координатам, в которой рассматривается температурное поле, можно ограничить переменной во времени величиной $A(t)$, определяемой как

$$A(t)=f(t)+2a\sqrt{t}, \qquad (2)$$

где $f(t)$ — радиус контактной площадки; $a^2=\lambda/c\gamma$ — коэффициент температуропроводности материала контактов.

Сформулируем начальные и граничные условия для уравнения (1):

$$\left.\begin{aligned}&\vartheta(r,\ z,\ 0)=\vartheta_0,\\&0\leqslant r,\ z\leqslant A(t_м);\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

$$\vartheta(A(t),\ z,\ t)=\vartheta_0; \qquad (4)$$

$$\vartheta(r,\ A(t),\ t)=\vartheta_0; \qquad (5)$$

$$\frac{\partial\vartheta(0,\ z,\ t)}{\partial r}=0; \qquad (6)$$

$$\left.\begin{aligned}&-\lambda[\vartheta(r,\ 0,\ t)]\frac{\partial\vartheta(r,\ 0,\ t)}{\partial z}=\frac{\sigma(r,\ t)i^2(t)}{2\pi^2f^4(t)},\\&0\leqslant r\leqslant f(t);\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

$$\left.\begin{aligned}&\frac{\partial\vartheta(r,\ 0,\ t)}{\partial z}=0,\\&r>f(t),\end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

где ϑ_0 — начальная температура контактов; $t_м$ — длительность протекания тока по контактам; $i(t)$ — ток.

В правую часть уравнения (7) входит выражение для дополнительного поверхностного источника тепла, обусловленного наличием окисной пленки на контактной поверхности. В целях упрощения задачи принимаем, что поверхностный источник тепла распределен равномерно вдоль всей контактной поверхности. Величина $\sigma(r, t)$ определяется следующими соотношениями:

$$\sigma(r,\ t)=\begin{cases}\sigma_0 \text{ при } r>f(t);\\ \sigma_0 \text{ при } r\leqslant f(t) \text{ и } \vartheta_м(r,\ 0,\ t)<\vartheta_c;\\ 0 \text{ при } r\leqslant f(t) \text{ и } \vartheta_м(r,\ 0,\ t)\geqslant\vartheta_c,\end{cases} \qquad (9)$$

где σ_0 — удельное туннельное сопротивление пленки; ϑ_c — температура, при которой контакты начинают свариваться (принимаем, что при температуре ϑ_c происходит скачкообразный переход от квазиметаллического контакта к контакту с металлическим типом проводимости).

Можно показать, что для большинства встречающихся на практике случаев инерционными эффектами, связанными с микроперемещениями подвижного контакта, можно пренебречь. В этом случае величину радиуса площадки контактирования можно определить на основании уравнения квазистатического равновесия подвижного контакта, которое для условия пластического деформирования контактной поверхности можно представить в виде:

$$2\pi\int_0^{f(t)}H(\vartheta)\,rdr=F_к-\frac{\mu_0}{4\pi}i^2(t)\left[\ln\frac{R}{f(t)}-k\right]-F_п-F_т, \qquad (10)$$

где $F_к$ — контактное нажатие; R — эквивалентный радиус области растекания линий тока; k — коэффициент, учитывающий действие внешних электродинамических сил на подвижный контакт; $H(\vartheta)$ — твердость контактного материала.

Если максимальная температура на контактной поверхности меньше температуры плавления контактного материала, то дополнительное усилие за счет пинч-эффекта отсутствует, в этом случае полагаем $F_п=0$. При наличии расплавленной кольцевой зоны на контактной поверхности, заключенной между изотермами плавления с радиусами $r_{п1}$ и $r_{п2}$ ($r_{п1}<r_{п2}$) возникает дополнительное расталкивающее усилие $F_п$. Значения электромагнитного давления в расплаве $P_{эм}(r)$ и усилия $F_п$ были вычислены по известному распределению плотности тока [5] на контактной площадке $\delta=i/(2\pi f\sqrt{f^2-r^2})$ с использованием формулы Био для плотности электромагнитной силы:

$$P_{эм}(r)=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi^2f^2}\ln\left(\frac{f+\sqrt{f^2-r^2}}{f+\sqrt{f^2-r^2_{п2}}}\right); \qquad (11)$$

$$F_п=\frac{\mu_0}{4\pi}i^2\left[\sqrt{1-\frac{r^2_{п1}}{f^2}}-\sqrt{1-\frac{r^2_{п2}}{f^2}}-\right.$$
$$\left.-\frac{0{,}5}{f^2}(r^2_{п2}-r^2_{п1})-\frac{r^2_{п1}}{f^2}\ln\left(\frac{f+\sqrt{f^2-r^2_{п1}}}{f+\sqrt{f^2-r^2_{п2}}}\right)\right]. \qquad (12)$$

Значение термической силы $F_т$ можно определить на основании следующих физических представлений. По мере роста температуры в расплаве создаются условия для вскипания жидкого металла. Процесс кипения характеризуется образованием пузырьков с насыщенным паром. В рассматриваемом случае, который характеризуется резко неравномерным нагревом расплава, наиболее вероятным местом образования пузырька является точка с максимальной температурой. Образование пузырька происходит при условии, если давление насыщенного пара превосходит внешнее давление, которое в нашем случае представляет собой

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

сумму электромагнитного и атмосферного давлений. Избыточное давление насыщенного пара передается во всей зоне расплава и создает дополнительную термическую силу, стремящуюся разомкнуть контакты.

Выдвинутые положения можно математически сформулировать в следующем виде:

$$F_т = 0 \text{ при } P_н(\vartheta_{max}) \leqslant P_{эм} + P_{ат}; \quad (13)$$

$$F_т = \pi (r^2_{п2} - r^2_{п1}) [P_н(\vartheta_{max}) - P_{эм}(r_{max}) - P_{ат}] \quad (14)$$

при $P_н(\vartheta_{max}) > P_{эм}(r_{max}) + P_{ат}$,

где ϑ_{max} — максимальная температура контактной поверхности в рассматриваемый момент времени; r_{max} — текущая координата изотермы с максимальной температурой в плоскости $z=0$; $P_{эм}(r_{max})$ — определяется по выражению (11) при $r=r_{max}$;

$$P_н(\vartheta_{max}) = \frac{P_{н0}}{\sqrt{\vartheta_{max} + 273}} \exp\left(-\frac{T_м}{\vartheta_{max} + 273}\right), \quad (15)$$

где

$$P_{н0} = 5{,}75 \frac{\hbar [m (\nu^*_0)^2]^{3/2}}{\sqrt{k_б}}; \quad (16)$$

$P_н(\vartheta_{max})$ — давление насыщенного пара при температуре ϑ_{max}; m — масса атома; ν^*_0 — скорректированная частота нормальных колебаний атомов [4]; $k_б$ — постоянная Больцмана; $T_м = \lambda_и / k_б$ — характеристическая температура; $\lambda_и$ — энергия связи, приходящаяся на один атом.

Результирующее усилие, действующее на подвижный контакт,

$$F_р = F_к - \frac{\mu_0}{4\pi} i^2(t) \left[\ln \frac{R}{f(t)} - k\right] - F_п - F_т. \quad (17)$$

Уравнение (10) справедливо при условии $F_р > 0$, которое выполняется в процессе нагрева и сваривания контактов протекающим током. Соотношение $F_р \leqslant 0$ свидетельствует о появлении условий, при которых начинается отброс контактов. Остановимся на определении плотности тока в области стягивания контактов. Распределение плотности тока в области стягивания для полубесконечных электродов, контактирующих по кругу радиуса f, известно из [3—5]. В цилиндрических координатах согласно [4] плотность тока

$$\delta^2_0(r, z, t) = \frac{i^2(t)}{16\pi^2 f^2 r^2} \left[\sqrt{\frac{z^2 + (r+f)^2}{z^2 + (r-f)^2}} + \sqrt{\frac{z^2 + (r-f)^2}{z^2 + (r+f)^2}} - 2\right]. \quad (18)$$

В действительности края контактной площадки закруглены [7 и 8] и величина плотности тока отличается от значений, определяемых по (18). Учтем это обстоятельство введением корректирующей функции согласно соотношению

$$\delta(r, z, t) = \delta_0(r, z, t) \varphi(r, z, t). \quad (19)$$

Для определения корректирующей функции φ воспользуемся выражением для плотности тока на контактной площадке, которое в сфероидальных координатах согласно [3] имеет вид

$$\delta_0(\eta, t) = \frac{i(t)}{2\pi f^2} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\eta}{f}\right)^2}}. \quad (20)$$

Корректирующую функцию ищем в виде

$$\varphi = b_0 - b_1 \left(\frac{\eta}{f}\right)^2. \quad (2$$

Из (19)—(21) следует

$$\delta(\eta, t) = \frac{i(t)}{2\pi f^2} \frac{\left[b_0 - b_1 \left(\frac{\eta}{f}\right)^2\right]}{\sqrt{1 - \left(\frac{\eta}{f}\right)^2}}. \quad (2$$

Соотношение между b_0 и b_1 определим из условия нормировки:

$$2\pi \int_0^t \delta(\eta, t) \eta d\eta = i(t). \quad (2$$

Подставляя (22) в (23), после интегрирования найдем

$$b_1 = 1{,}5(b_0 - 1). \quad (2$$

Параметр b_0 определим, приравнивая плотность тока в центре контактной площадки ($\eta=0$), вычисляемую по (22), к соответствующему значению плотности тока при учете закругления краев контактной площадки, которое с учетом соотношений, приведенных в [7 и 8] может быть представлено в виде

$$\delta(0, t) = \frac{i(t)}{2\pi f^2} \frac{1}{[1 + \rho_к - \sqrt{\rho_к (1 + \rho_к)}]}, \quad (2$$

где $\rho_к = \frac{r_к}{f}$; $r_к$ — радиус закругления края контактной площадки. Сопоставляя (22) и (25), найдем:

$$b_0 = \frac{1}{1 + \rho_к - \sqrt{\rho_к (1 + \rho_к)}}. \quad (2$$

Если исходить из того, что при пластическом деформировании контактной поверхности материал контактов выдавливается в радиальном направлении, можно получить теоретическую оценку относительной величины радиуса закругления:

$$\rho_к = \frac{f}{4R_к}, \quad (2$$

где $R_к$ — радиус кривизны поверхности электрических контактов.

Согласно [3] линии тока в области стягивания электрических контактов представляют собой семейство гиперболоидов вращения, которые описываются уравнением:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{r^2}{\eta^2} - \frac{z^2}{f^2 - \eta^2} = 1, \\ &0 \leqslant \eta \leqslant f. \end{aligned}\right\} \quad (2$$

Из (28) находим:

$$\left(\frac{\eta}{f}\right)^2 = 0{,}5 \left(1 + \frac{r^2}{f^2} + \frac{z^2}{f^2}\right) - \sqrt{0{,}25 \left(1 + \frac{r^2}{f^2} + \frac{z^2}{f^2}\right)^2 - \frac{r^2}{f^2}}. \quad (2$$

Таким образом, корректирующая функция определяется выражениями (21), (24), (26), (27) и (29).

При расчетах принят линейный закон изменения удельного электрического сопротивления для твердой и жидкой фаз:

$$\rho(\vartheta) = \left\{\begin{aligned} &\rho_0 (1 + \alpha\vartheta), \quad 0 \leqslant \vartheta \leqslant \vartheta_п; \\ &\rho_ж [1 + \alpha_ж (\vartheta - \vartheta_п)], \quad \vartheta > \vartheta_п, \end{aligned}\right\} \quad (3$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где $\vartheta_п$—температура плавления материала контактов.

Коэффициент теплопроводности рассчитывался по закону Видемана — Франца — Лоренца [5]:

$$\lambda(\vartheta)=\frac{L(\vartheta+273)}{\rho(\vartheta)}, \qquad (31)$$

где L — постоянная Лоренца.

Следуя [9], будем учитывать скрытую теплоту плавления введением дополнительной теплоемкости в интервале температур вблизи температуры плавления контактного материала. Температурная зависимость теплоемкости с учетом сказанного выше рассчитывалась по соотношению:

$$c_v(\vartheta)=c_{v0}+\beta\vartheta+\frac{Q\gamma}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{(\vartheta-\vartheta_п)^2}{2\sigma^2}\right]. \qquad (32)$$

При расчете распределения температуры в области стягивания линий тока уравнение (1) решалось численным методом с использованием явной конечно-разностной схемы [9]. Конечно-разностным аналогом уравнения (1) является выражение:

$$\vartheta_{i,\,k,\,j+1}=\vartheta_{ikj}+\frac{\tau}{c_v(\vartheta_{ikj})}\left\{\frac{0{,}5}{h^2}\left[\vartheta_{i+1,\,kj}\lambda(\vartheta_{i+1,\,kj})+\right.\right.$$
$$+\vartheta_{i-1,\,kj}\lambda(\vartheta_{i-1,\,kj})+\vartheta_{i,\,k+1,\,j}\lambda(\vartheta_{i,\,k+1,\,j})+$$
$$+\vartheta_{i,\,k-1,\,j}\lambda(\vartheta_{i,\,k-1,\,j})-\vartheta_{ikj}(\lambda(\vartheta_{i+1,\,kj})+$$
$$+\lambda(\vartheta_{i-1,\,kj})+\lambda(\vartheta_{i\,k+1,\,j})+\lambda(\vartheta_{i,\,k-1,\,j}))+$$
$$+\lambda(\vartheta_{ikj})\left(\vartheta_{i+1,\,kj}\frac{i}{(i-1)}+\vartheta_{i-1,\,kj}\left(\frac{i-2}{i-1}\right)+\right.$$
$$\left.\left.+\vartheta_{i,\,k+1,\,j}+\vartheta_{i,\,k-1,\,j}-4\vartheta_{ikj}\right)\right]+$$
$$\left.+\delta^2(r_i,\,z_k,\,t_j+0{,}5\tau)\rho(\vartheta_{ikj})\right\},$$
$$i=2,\,3,\,\ldots,\,N-1;\quad k=2,\,3,\,\ldots,\,N-1. \qquad (33)$$

где $r_i=(i-1)h$; $z_k=(k-1)h$; i, k — номера узлов координатной сетки; h — шаг по пространственным координатам; τ — шаг по времени при переходе с одного слоя временного на другой; j — номер временного слоя;

$$N=\left[\frac{f_j+2a\sqrt{t_{j+1}}}{h}\right]+3, \qquad (34)$$

где $t_{j+1}=t_j+\tau$ — момент времени, для которого рассчитывается температурное поле.

При проведении расчетов по (33) использовалось выражение (19) для плотности тока с учетом соотношений (18), (21), (24), (26), (27) и (29).

Запишем начальные и граничные условия в конечно-разностной форме:

$$\left.\begin{aligned}&\vartheta_{ik1}=\vartheta_0,\\ &i=1,\,2,\,\ldots,\,N_м;\quad k=1,\,2,\,\ldots,\,N_м,\end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

где $N_м$ определяет максимальное число узлов координатной сетки, которые могут быть использованы для вычисления температуры. Начальное значение радиуса f_1 определялось по соотношению

$$f_1=\sqrt{\frac{F_k}{\pi H(\vartheta_0)}}. \qquad (36)$$

Граничные условия:

$$\left.\begin{aligned}&\vartheta_{1,\,k,\,j+1}=\vartheta_{2k,\,j+1},\\ &k=2,\,3,\,\ldots,\,N-1;\end{aligned}\right\} \qquad (37)$$

$$\vartheta_{i_1,\,j+1}=\vartheta_{i_2,\,j+1}+\frac{h\sigma_{ij}i^2(t_j+0{,}5\tau)}{[\lambda(\vartheta_{i_1j})+\lambda(\vartheta_{i_2j})]\,\pi^2f^4_j}, \qquad (38)$$

$$\left.\begin{aligned}&0\leqslant r_i\leqslant f_j;\\ &\vartheta_{i_1,\,j+1}=\vartheta_{i_2,\,j+1};\\ &r_i>f_j,\quad i=1,\,2,\,\ldots,\,N-1.\end{aligned}\right\} \qquad (39)$$

Граничные условия (4) и (5) могут быть опущены, так как они учтены в (35). Порядок расчета следующий. По известному температурному полю на j-ом временно́м слое и значению радиуса f_j контактной площадки по приведенным формулам рассчитывается температурное поле на $j+1$ временно́м слое $\vartheta_{i,k,j+1}$. Определяется положение изотермы с максимальной температурой $r_{\max j+1}$ и максимальная температура $\vartheta_{\max j+1}$. Если $\vartheta_{\max j+1}\leqslant\vartheta_п$, полагаем $F_{п,j+1}=F_{т,j+1}=0$. В противном случае рассчитываем $r_{п1,j+1}$, $r_{п2,j+1}$, $F_{п,j+1}$, $F_{т,j+1}$ и f_{j+1} путем решения уравнения (10). Определяем $\vartheta_{мi,j+1}$ и рассчитываем $\sigma_{i,j+1}$ по (9). Далее полагаем $j=j+1$ и продолжаем расчет. Заканчивается расчет при выполнении хотя бы одного из трех условий

$$F_{p,j+1}\leqslant 0; \qquad (40)$$

$$t_{j+1}\geqslant t_м; \qquad (41)$$

$$N\geqslant N_м. \qquad (42)$$

Условие (40) свидетельствует о начале отброса контактов (процесс отброса рассматриваемая математическая модель не описывает). Условие (41) говорит о том, что длительность рассчитываемого процесса достигла заданной длительности $t_м$ протекания тока по контактам. Наконец, условие (42) говорит о том, что требуемое для продолжения расчета количество узлов координатной сетки превышает соответствующее число ячеек, зарезервированных в оперативной памяти ЭВМ.

Экспериментальная проверка результатов расчета по предложенной модели проводилась для медных контактов с радиусом кривизны контактной поверхности $R_к=22$ мм. Контакты прижимались друг к другу с усилием $F_к=150$ Н. По контактам протекали две полуволны переменного тока с фазой включения $\psi=0$. Закон изменения тока имеет вид:

$$i(t)=27400[\sin(\omega t-1)+0{,}84e^{-200t}];$$
$$\omega=314{,}16.$$

При расчетах принято: $\sigma_0=10^{-8}$ Ом·см² (что соответствует относительно чистым контактным поверхностям [5]; $L=2{,}4\cdot10^{-8}$ (В/град)².

Внешние электродинамические силы создавались компенсатором ЭДУ ($k=5{,}4$). Измеренный с помощью микроскопа радиус пятна сваривания контактов равен 1,4 мм, расчетное значение $f_p=1{,}25$ мм. По указанной модели были проведены расчеты и для контактов из вольфрама для условий, соответствующих опытным данным [10], где изучалось воздействие на контакты полуволны переменного тока. При проведении расчетов принято $\sigma_0=0$, поскольку эксперименты [10] производились в вакууме, $L=2{,}9\cdot10^{-8}$ (В/град)². Для условий $F_к=1650$ Н, $I_м=60\,000$ А согласно [10] имеет место отброс контактов. Расчеты показали, что при $R_к=20$ мм, $k=0$ при токе $I_м=60\,000$ А имеет место отброс контактов (в момент времени $t_0=0{,}0064$ с усилие F_p становится отрицательным). Расчетным путем получены следующие значения усилий, действующих на контакты в момент времени t_0: $F_{эд}=319$ Н, $F_т=1242$ Н, $F_к=89$ Н. Значение термической силы значительно превосходит силу электродинамического отброса и усилие, создаваемое за счет пинч-эффекта. Полученный результат согласуется с выводами работы [10] о преобладающей роли термических сил при отбросе контактов из вольфрама. При проведении расчетов применялась кусочно-линейная аппроксимация температурной зависимости твердости контактного материала. Значения $H(\vartheta)$ приняты по данным работ [11 и 12].

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Оговорим область применения рассмотренной методики расчета. Исходя из условия пластического деформирования контактной поверхности величина контактного нажатия ограничивается соотношением:

$$F_к \geqslant 17{,}4H^2\left(\frac{1-\sigma^2}{E}\right)^2 R_к^2, \qquad (43)$$

где σ — коэффициент Пуассона; E — модуль упругости материала контактов.

Второе ограничение на величину контактного нажатия можно получить исходя из условия устойчивости явной разностной схемы [9]:

$$F_к \geqslant 4\pi H (N_к - 1)^2 a^2 \tau, \qquad (44)$$

где $N_k \approx 4$ — минимальное число узлов сетки в пределах контактной площадки.

Как показывает опыт расчетов на ЭВМ ЕС-1033 приемлемое время счета (до 30 мин) процесса сваривания контактов получается при выборе шага по времени $\tau \geqslant 10^{-5}$ с.

Условия (43) и (44) выполняются для большинства контактных систем сильноточных электрических аппаратов. Ограничения по длительности и частоте тока получим из условия, что время установления электромагнитного поля на контактной площадке и прилегающей к ней области стягивания должно быть значительно меньше характерного времени изменения тока, в качестве которого можно принять постоянную времени для цепей переменного напряжения. Соответствующие теоретические оценки определяются соотношениями:

$$T \gg 8\mu_0 f^2/\rho; \qquad (45)$$

$$\omega \ll \frac{\pi\rho}{8\mu_0 f^2}, \qquad (46)$$

где T — электромагнитная постоянная времени.

При выполнении условий (45) и (46) можно пре небречь поверхностным эффектом и воспользоватьс распределением плотности тока, принятым в модели Условия (45) и (46), как правило, выполняются дл цепей постоянного и переменного напряжения про мышленной частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Erk A., Westhoff H.** Über das Verschweissen geschlossene Starkstromkontaktstücke bei hohen Wechselströmen. — ETZ—A 1964, Bd 85, № 8.

2. **Решетников В. Е.** Изменение контактной площадки по действием сквозного тока короткого замыкания. — В кн.: Сил ноточные электрические контакты и электроды, 1972, Киев.

3. **Лысов Н. Е.** Об устанавливающемся процессе нагрев электрических контактов. — Изв. вузов. Электромеханика, 196 № 8.

4. **Ким Е. И., Омельченко В. Т., Харин С. Н.** Математич ские модели тепловых процессов в электрических контактах. - Алма-Ата: Наука, 1977.

5. **Хольм Р.** Электрические контакты. — М.: Изд-во иност лит-ры, 1961.

6. **Действие** излучения большой мощности на металл С. И. Анисимов, Я. А. Имас, Г. С. Романов, Ю. В. Ходыко. М Наука, 1970.

7. **Маи Н.** Über die Kontaktspannung und die Stromdich in strömenden hochbelasteter Kontakte. — 2. Intern. Tagung üb elektrische Kontakte, Graz, 1964.

8. **Брон О. Б.** Электрические аппараты с водяным охлажд нием. — Л.: Энергия, 1967.

9. **Тихонов А. Н., Самарский А. А.** Уравнения математич ской физики. — М.: Наука, 1972.

10. **Потокин В. С., Раховский В. И.** О механизме самопро вольного размыкания контактов при пропускании больших скво ных токов. — Электричество, 1969, № 10.

11. **Лозинский М. Г.** Строение и свойства металлов и сил вов при высоких температурах. — М.: Металлургиздат, 1963.

12. **Бордзыка А. М.** Методы горячих механических испыт ний металлов. — М.: Металлургиздат, 1955.

[23.11.8

УДК 621.335.2:621.313.333.017.71.001.24

Нестационарные температурные поля асинхронных машин с несимметричной статорной обмоткой

БОГАЕНКО И. Н., доктор техн. наук, **БОЙЧУК М. В.**, инж.

Киев

Для привода вспомогательных механизмов на электровозах и электропоездах переменного тока применяют трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутыми роторами, питающиеся от специальной электрической машины — расщепителя фаз, представляющей собой асинхронную машину с короткозамкнутым ротором и трехфазной обмоткой на статоре, несимметричной, как по числу витков в разных фазах, так и по числу пазов, приходящихся на полюс.

Искусственная несимметрия применяется для получения удовлетворительной симметрии напряжений и токов в пределах рабочих нагрузок. Две фазы работают в двигательном режиме и одна в генераторном. При неравенстве напряжений на зажимах расщепителя симметрия токов в фазах приводных двигателей также нарушается, что влечет за собой перегрузку по току отдельных фаз и их повышенный нагрев.

На электровозах переменного тока питание тяго вых двигателей осуществляется от специального вы прямительного агрегата, подключаемого ко вторично обмотке тягового трансформатора. Высшие гармони ческие тока, неизбежно возникающие в процессе вы прямления тока, приводят к появлению высших гар монических напряжений в контактной сети. В резуль тате этого гармонические напряжения появляются на зажимах вспомогательной обмотки тягового транс форматора, от которой питается асинхронный расще питель фаз, что приводит к весьма неблагоприятны условиям по нагреву. Опыт эксплуатации показыва ет, что выход из строя и надежность расщепителя фа определяются главным образом относительной тепло вой напряженностью его активных частей. Большин ство повреждений происходит из-за выхода из стро обмотки статора.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

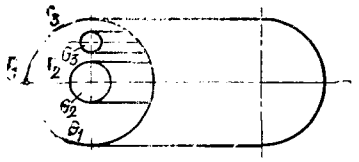


Рис. 1. Идеализированная модель рассматриваемой задачи

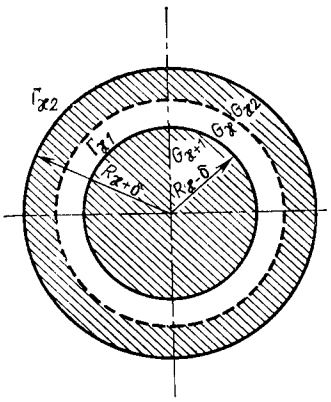


Рис. 2. Преобразование областей G_2 и G_3

Рассмотрим методику расчета температурных полей таких машин на примере асинхронного расщепителя фаз РФ-1В. Расщепитель фаз самовентилируемый: воздух поступает в машину через специальный патрубок подшипникового щита, через вентиляционные каналы и выбрасывается наружу центробежным вентилятором через три отверстия в заднем щите.

Математическая постановка задачи заключается в определении функции

$$\vartheta(\tau, r, \varphi, z)=\begin{cases}\vartheta_1(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_1\cup\Gamma_1,\ 0\leqslant z\leqslant h;\\ \vartheta_2(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_2\cup\Gamma_2,\ 0\leqslant z\leqslant h;\\ \vartheta_3(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_3\cup\Gamma_3,\ 0\leqslant z\leqslant h,\end{cases}$$

описывающей температурное поле идеализированной конструкции (рис. 1) и удовлетворяющей (для простоты изложений идеализированной системе):

уравнениям теплопроводности

$$\left.\begin{aligned} c_1\rho_1\frac{\partial}{\partial\tau}\vartheta_1&=\lambda_1\Delta\vartheta_1,\ (r,\varphi)\in G_1,\ 0<z<h;\\ c_2\rho_2\frac{\partial}{\partial\tau}\vartheta_2&=\lambda_2\Delta\vartheta_2+q[1-\beta\vartheta_2],\ (r,\varphi)\in G_2,\ 0<z<h;\\ c_3\rho_3\frac{\partial}{\partial\tau}\vartheta_3&=\lambda_3\Delta\vartheta_3,\ (r,\varphi)\in G_3,\ 0<z<h,\end{aligned}\right\}\quad(1)$$

начальным условиям

$$\vartheta_1=\vartheta_2=\vartheta_3=0,\ \tau=0;\quad(2)$$

граничным условиям

$$\left.\begin{aligned} -\lambda_1\frac{\partial}{\partial r}\vartheta_1&=\alpha_1\vartheta_1,\ r=R;\\ \lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_1&=\alpha_2\vartheta_1,\ (r,\varphi)\in G_1,\ z=0;\\ -\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_1&=\alpha_3\vartheta_1,\ (r,\varphi)\in G_1,\ z=h;\\ \lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_2&=\alpha_2\vartheta_2,\ (r,\varphi)\in G_2,\ z=0;\\ -\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_2&=\alpha_3\vartheta_2,\ (r,\varphi)\in G_2,\ z=h;\\ \lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_3&=\alpha_2\vartheta_3,\ (r,\varphi)\in G_3,\ z=0;\\ -\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_3&=\alpha_3\vartheta_3,\ (r,\varphi)\in G_3,\ z=h;\end{aligned}\right\}\quad(3)$$

условиям сопряжения

$$\vartheta_1=\vartheta_2,\ (r,\varphi)\in\Gamma_2,$$

$$\lambda_1(\vartheta_1)\frac{\partial}{\partial\nu}\vartheta_1=\lambda_2(\vartheta_2)\frac{\partial}{\partial\nu}\vartheta_2,\ (r,\varphi)\in\Gamma_2;$$

$$\vartheta_1=\vartheta_3;\ (r,\varphi)\in\Gamma_2;$$

$$\lambda_1(\vartheta_1)\frac{\partial}{\partial\nu}\vartheta_1=\lambda_3(\vartheta_3)\frac{\partial}{\partial\nu}\vartheta_3,\ (r,\varphi)\in\Gamma_3,$$

где τ — время; (r, φ, z) — пространственные переменные; R — радиус цилиндра; h — длина цилиндра; $\vartheta(\tau, r, \varphi, z)$ — температура в точке времени τ и точке пространства (r, φ, z); G — область рассматриваемого объекта по переменным (r, φ); c — теплоемкость; ρ — плотность; λ — коэффициент теплопроводности; a — коэффициент температуропроводности; β — температурный коэффициент; q — потери, генерируемые в единице объема; α — коэффициент теплоотдачи; $\Delta\equiv r^{-1}\frac{\partial}{\partial r}\left[r\frac{\partial}{\partial r}\right]+\frac{\partial^2}{\partial z^2}+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}$ — оператор Лапласа в цилиндрических координатах; Γ_1 и Γ_2 — границы соответствующих областей G_1 и G_2.

В соответствии с [1] на этапе приближения δ сопряженную задачу (1)—(3) можно заменить краевой задачей следующего вида:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial\tau}\vartheta_\delta&=\operatorname{div}[Q_\delta(r,\varphi)\operatorname{grad}\vartheta_\delta]+Q_\delta(r,\varphi)[1-\beta\vartheta_\delta];\\ &(r,\varphi)\in G=G_1\cup G_2\cup G_3,\ 0<z<h;\\ \vartheta_\delta&=0,\ \tau=0;\\ -\lambda_1\frac{\partial}{\partial r}\vartheta_\delta&=\alpha_1\vartheta_\delta,\ r=R;\\ \lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_\delta&=\alpha_2\vartheta_\delta,\ z=0;\\ -\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\vartheta_\delta&=\alpha_3\delta_\delta,\ z=h.\end{aligned}\right\}\quad(4)$$

Функции $\vartheta_\delta(\tau, r, \varphi, z)$, $a_\delta(r, \varphi)$ и $Q_\delta(r, \varphi)$ достаточно гладкие в области G и строятся с помощью R-структур [2] $\omega_{xj}(r, \varphi)$ $(x=2, 3;\ j=1, 2)$, описывающих своими уравнениями $\omega_{xj}(r, \varphi)=0$ поверхности Γ_{xj} соответствующих областей G_{xj}, и принимают следующий вид:

$$\vartheta_\delta(\tau, r, \varphi, z)=\begin{cases}\vartheta_1(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_1\cup\Gamma_1;\\ \vartheta_2(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_2\cup\Gamma_2,\ 0\leqslant z\leqslant h;\\ \vartheta_3(\tau, r, \varphi, z), & (r, \varphi)\in G_3\cup\Gamma_3;\end{cases}$$

$$a_\delta(r,\varphi)=\begin{cases}a_1, & (r,\varphi)\in G_1/(G_{22}\cup G_{32});\\ a_2, & (r,\varphi)\in G_{21};\\ a_3, & (r,\varphi)\in G_{31};\\ \dfrac{a_1e^{-\omega_{21}^{-2}(r,\varphi)}+a_2e^{-\omega_{22}^{-2}(r,\varphi)}}{e^{-\omega_{21}^{-2}(r,\varphi)}+e^{-\omega_{22}^{-2}(r,\varphi)}}, & (r,\varphi)\in G_{22}/G_{21};\\ \dfrac{a_1e^{-\omega_{31}^{-2}(r,\varphi)}+a_2e^{-\omega_{32}^{-2}(r,\varphi)}}{e^{-\omega_{31}^{-2}(r,\varphi)}+e^{-\omega_{32}^{-2}(r,\varphi)}}, & (r,\varphi)\in G_{32}/G_{31}.\end{cases}$$

Функции $Q_\delta(r, \varphi)$, $b_\delta(r, \varphi, z)$ приобретают вид, аналогичный виду функции $a_\delta(r, \varphi)$ (рис. 2).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Решение задачи (4) ищем в виде ряда

$$\vartheta_\delta(\tau, r, \varphi, z)=\sum_{k=1}^{\infty} A_k^{(\delta)}(\tau) X_k(r, \varphi, z)+\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z) \tag{5}$$

при ортогональной системе собственных функций

$$X_k(r, \varphi, z)=\left\{X_{k_1}(r)\begin{bmatrix} X_{k_2 1}(\varphi) \\ X_{k_2 2}(\varphi)\end{bmatrix} X_{k_3}(z)\right\},$$

упорядоченных в порядке возрастания собственных чисел $\mu_k=\{\mu_{k_1 k_2 k_3}\}$ оператора Лапласа задачи

$$\left.\begin{aligned} &\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left[r\frac{\partial}{\partial r}X\right]+\frac{\partial^2}{\partial z^2}X+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}X+\mu X=0;\\ &0<r<R,\ 0<\varphi<2\pi,\ 0<z<h;\\ &\frac{\partial}{\partial r}X=-\frac{\alpha_1}{\lambda_1}X,\ r=R;\\ &\frac{\partial}{\partial z}X=\frac{\alpha_2}{\lambda_1}X,\ z=0;\\ &\frac{\partial}{\partial z}X=-\frac{\alpha_3}{\lambda_1}X,\ z=h. \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

Подставим (5) в левые и правые части задачи (4) и разложим их по

$$X_k(r, \varphi, z)=\left\{X_{k_1 k_2, k_3}(r)\begin{bmatrix} X_{k_2 1}(\varphi) \\ X_{k_2 2}(\varphi)\end{bmatrix} X_{k_3}(z)\right\},$$

в результате чего для определения $A_k^{(\delta)}(\tau)$ получим вспомогательную задачу:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{d}{d\tau}A_k^{(\delta)}=-\sum_{m=1}^{\infty}B_{km}^{(\delta)}A_m^{(\delta)}+C_k^{(\delta)}(\tau),\ \tau>0;\\ &A_k^{(\delta)}=0,\ \tau=0, \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &B_{km}^{(\delta)}=-\left\{\int_0^h\int_G[X_k(r, \varphi, z)]^2\,dr d\varphi dz\right\}^{-1}\times\\ &\times\int_0^h\int_G\{-\operatorname{div}[a_\delta(r, \varphi)\operatorname{grad}X_m(r, \varphi, z)]+\\ &+\beta Q_\delta(r, \varphi)X_m(r, \varphi, z)\}X_k(r, \varphi, z)\,dr d\varphi dz;\\ &C_k^{(\delta)}(\tau)=\left\{\int_0^h\int_G[X_k(r, \varphi, z)]^2\,dr d\varphi dz\right\}^{-1}\times\\ &\times\int_0^h\int_G\left\{-\frac{\partial}{\partial\tau}\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z)+\right.\\ &+\operatorname{div}[a_\delta(r, \varphi)\operatorname{grad}\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z)]-\\ &\left.-\beta Q_\delta(r, \varphi)\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z)+Q_\delta(r, \varphi)\right\}\times\\ &\times X_k(r, \varphi, z)\,dr d\varphi dz. \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Функция $\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z)$ выбирается с учетом [3] и строится по алгоритму [2] из условий:

$$\Phi^{(N)}=0,\ \tau=0;$$

$$-\lambda_1\frac{\partial}{\partial r}\Phi^{(N)}=\alpha_1\Phi^{(N)},\ r=R;$$

$$\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\Phi^{(N)}=\alpha_2\Phi^{(N)},\ z=0;$$

$$-\lambda_1\frac{\partial}{\partial z}\Phi^{(N)}=\alpha_3\Phi^{(N)},\ z=h;$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial r}+\frac{\alpha_1}{\lambda}\right)\Delta^s F_N(\tau, r, \varphi, z)=0,\ s=0, \ldots, N,\ r=R;$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial z}-\frac{\alpha_2}{\lambda}\right)\Delta^s F_N(\tau, r, \varphi, z)=0,\ z=0;$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial z}+\frac{\alpha_3}{\lambda}\right)\Delta^s F_N(\tau, r, \varphi, z)=0,\ z=h,$$

$$F_N(\tau, r, \varphi, z)\equiv\left\{-\frac{\partial}{\partial\tau}+\operatorname{div}[a_\delta(r, \varphi)\operatorname{grad}]-\right.$$

$$\left.-\beta Q_\delta(r, \varphi)\right\}\Phi^{(N)}(\tau, r, \varphi, z)+Q_\delta(r, \varphi).$$

Задача (7) в матрично-операторной форме запишется следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{d}{d\tau}A^{(\delta)}=-B^{(\delta)}A^{(\delta)}+C^{(\delta)}(\tau);\\ &A^{(\delta)}=0,\ \tau=0, \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

где

$$A^{(\delta)}=\{A_k^{(\delta)}\}_{k=1}^{\infty},\ B^{(\delta)}=\{B_{km}^{(\delta)}\}_{k, m=1}^{\infty},$$

$$C^{(\delta)}(\tau)=\{C_k^{(\delta)}(\tau)\}_{k=1}^{\infty}.$$

Решением последней в матрично-операторной форме будет выражение

$$A^{(\delta)}(\tau)=\int_0^\tau e^{-(\tau-s)B^{(\delta)}}C^{(\delta)}(s)\,ds. \tag{10}$$

В гильбертовом пространстве l_2 со скалярным произведением $(f, d)=\sum_{k=1}^{\infty}f_k d_k$ оператор $B^{(\delta)}$ симметричный, положительно определенный. Для такого оператора спектр $\{\nu_n\}_{n=1}^{\infty}$ спектральной задачи

$$BY=\nu Y \tag{11}$$

положительный, поэтому с использованием теоремы о среднем для выражения (10) в пространстве l_2 имеем оценку

$$\|A^{(\delta)}(\tau)\|_{l_2}=\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}|A_k^{(\delta)}(\tau)|^2}=$$

$$=\left\|e^{-\theta\tau B^{(\delta)}}\int_0^\tau C^{(\delta)}(s)\,ds\right\|_{l_2}\leqslant e^{-\nu_1\theta\tau}\left\|\int_0^\tau C^{(\delta)}(s)\,ds\right\|_{l_2}=$$

$$=e^{-\nu_1\theta\tau}\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}\left[\int_0^\tau|C_k^{(\delta)}(s)|\,ds\right]^2}. \tag{12}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

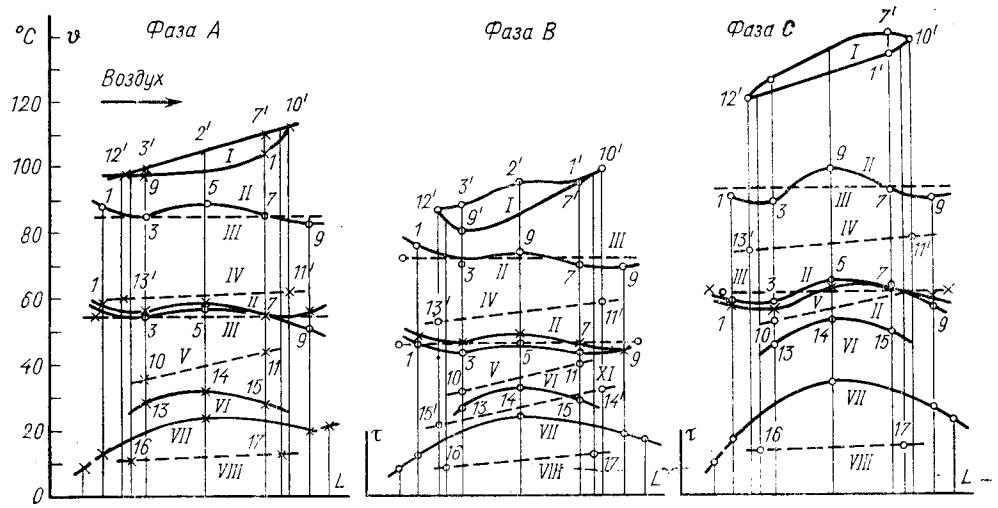


Рис. 3. Распределение превышений температур по длине расщепителя в различных режимах: $U_A=170$ В; $U_B=220$ В; $U_C=250$ В:
I — соседние стержни верхней клетки ротора; *II* — обмотка статора по заложенным термодатчикам; *III* — обмотка статора по сопротивлению; *IV* — стержни нижней клетки ротора; *V* — железо статора вдоль расточки; *VI* — железо статора вдоль воздушного канала; *VII* — корпус; *VIII* — воздух вдоль канала статора; *IX* — воздух вдоль канала ротора; *1, 2, 3, ...* термопары статора; *1′, 2′, 3′* — термопары ротора

Число θ — положительное и ограничено: $0<\theta<1$; ν_1 — наименьшее число спектра (11).

Результаты [3] и неравенство (12) позволяют заключить, что с увеличением числа N сходимость ряда (5) улучшается, т. е.

$$\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}|A_k^{(\delta)}(\tau)|^2\mu_k^{2N}}\leqslant\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}\mu_k^{2N}\left[\int_0^{\tau}C_k^{(\delta)}(s)\,ds\right]^2}<\infty.$$

Для практического использования свойства улучшения сходимости по требуемой точности ε и порядку k_0 ряда (5)

$$\vartheta_\delta(\tau,\ r,\ \varphi,\ z)=\sum_{k=1}^{k_0}A_k^{(\delta)}(\tau)\,X_k(r,\ \varphi,\ z)+\Phi^{(N)}(\tau,\ r,\ \varphi,\ z)$$

необходимо определить порядок улучшения сходимости N из следующего неравенства

$$M_N\mu_{k_0+1}^N\leqslant\varepsilon, \qquad (13)$$

где

$$M_N=\int_0^T ds\int_0^h\int_G\left|-\frac{\partial}{\partial s}\Phi^{(N)}+\operatorname{div}\left[a_\delta(r,\ \varphi)\operatorname{grad}\Phi^{(N)}\right]-\right.$$
$$\left.-\beta Q_\delta(r,\ \varphi)\Phi^{(N)}+Q_\delta(r,\ \varphi)\right|dr\,d\varphi\,dz;$$

$(0,\ T)$ — интервал времени, на котором требуется произвести расчет температурного поля.

Изложенная методика может быть использована для решения задач теплопроводности в кусочно-однородных анизотропных средах с уравнениями теплопроводности вида

$$c_x\rho_x\frac{\partial}{\partial\tau}\vartheta_x=\lambda_x^{(1)}\left[\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial}{\partial r}\vartheta_x\right)+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}\vartheta_x\right]+$$
$$+\lambda_x^{(2)}\frac{\partial^2}{\partial z^2}\vartheta_x+q_x[1-\beta\vartheta_x],\ (r,\ \varphi)\in G_x.$$

Пример. Расчет приводится для расщепителя РФ-1В электропоезда ЭР-9П. Расчеты выполнены по приведенной методике на вычислительной машине ЕС-1020. Решение поставленной задачи получено с учетом взаимного влияния активных и конструктивных элементов расщепителя, а также с учетом дополнительных потерь от высших гармонических напряжений.

Основные исходные данные для расчета: питающее однофазное напряжение $U_п=220$ В; мощность механическая 7 кВт; мощность электрическая 11 кВт; трехфазное напряжение на стороне потребителей $U_q=220$ В; наружный диаметр ротора $D_р=0{,}2242$ м; внутренний диаметр ротора $d_р=0{,}08$ м; длина пакета ротора $l_р=0{,}148$ м; число пазов верхнего ряда ротора $z_{п1}=60$; число пазов нижнего ряда ротора $z_{п2}=30$; диаметр верхнего паза $d_{п1}=0{,}0065$ м; диаметр нижнего паза $d_{п2}=0{,}0085$ м; диаметр верхнего стержня $d_{с1}=0{,}006$ м; диаметр нижнего стержня $d_{с2}=0{,}008$ м; наружный диаметр статора $D_с=0{,}361$ м; внутренний диаметр статора $d_с=0{,}2254$; длина статора $l_с=0{,}15$ м; число полюсов $m=4$; число пазов $z_р=48$; воздушный зазор $\delta=0{,}6$ мм; число витков в фазах: $W_A=40$; $W_B=56$; $W_C=38$; токи в фазах: $I_A=103$ А; $I_B=60$ А; $I_C=106$ А; статор и ротор набраны из электротехнической стали Э-11 толщиной 0,5 мм.

Как показали аналитические и экспериментальные исследования (рис. 3), средние и максимальные превышения температур обмотки статора находятся в пределах допустимых. Разница между максимальной температурой и средней в наиболее тяжелом режиме (при повышенном подведенном напряжении) составляет 17°С. При номинальном напряжении разность составляет всего 10°С, т. е. нагрев расщепителя по длине равномерен. Это свидетельствует о том, что в расщепителе рационально использованы материалы. Наиболее нагретой фазой во всех режимах является фаза *C*. Наиболее нагретым местом по высоте паза является область между секциями. Перепад температуры по высоте паза незначителен и составляет всего 5—6°С. Детальное исследование распределения температуры по длине машины показало, что температура стержней ротора и стали зубцов статора монотонно возрастает с увеличением температуры охлаждающего воздуха и перепад температуры на активной длине для указанных частей машины в номинальном режиме составляет соответственно 14 и 8°С.

Превышение температуры нижних стержней обмотки ротора во всех режимах ниже превышения температуры верхних стержней и составляет 60—56% температуры последних, что вызвано, очевидно, меньшей плотностью тока и хорошим отводом тепла через аксиальные вентиляционные каналы ротора. Распределение превышений температур наружной поверхности расщепителя (станина и щиты) подчиняется параболическому закону. Наибольшие превышения при постоянной электрической и механической мощности будут при повышенном напряжении, что объясняется заниженным коэффициентом мощности и повышенным намагничивающим током.

Исследования нагревания при постоянной суммарной механической и электрической мощности расщепителя фаз и различных вариациях последних показали, что нагрев основных частей определяется в основном суммарной мощностью и не зависит от соотношения механической и электрической мощностей.

Характер распределения температуры по статорной обмотке во всех фазах и по другим теплоотдающим частям остается

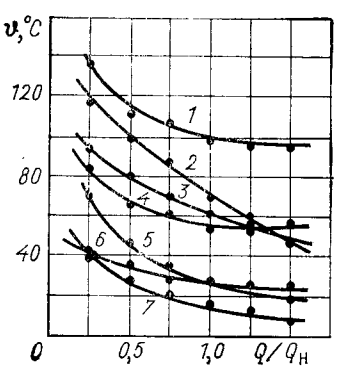


Рис. 4. Кривые зависимости превышений температуры элементов расщепителя фаз от количества охлаждающего воздуха при номинальной мощности:
1 — верхняя клетка ротора; *2* — обмотка статора (в точке максимальной температуры); *3* — обмотка статора (по сопротивлению); *4* — нижняя клетка ротора; *5* — железо статора; *6* — корпус; *7* — охлаждающий воздух

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

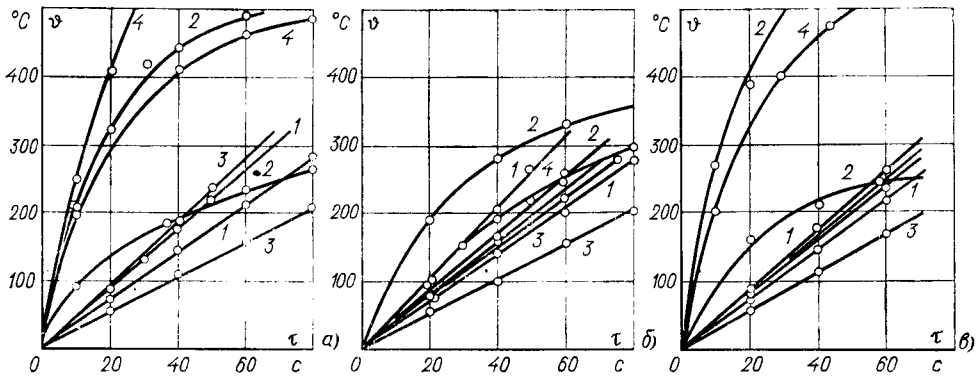


Рис. 5. Кривые нагревания расщепителя фаз РФ-1В с заторможенным ротором при различном положении ротора:

а — датчики в роторе напротив фазы *A*; *б* — датчики в роторе напротив фазы *B*; *в* — датчики в роторе напротив фазы *C*; ● — питание 180 В; ○ — питание 200 В; *1, 3* — обмотка статора при включенном и отключенном пусковом сопротивлении; *2, 4* — стержни ротора при включенном и отключенном пусковом сопротивлении

примерно одинаковым при различных нагрузках, различном подводимом напряжении и различном количестве охлаждаемого воздуха.

Исследования режимов на расщепителе фаз при различном количестве охлаждающего воздуха, при одной и той же нагрузке показали, что уменьшение количества охлаждающего воздуха по сравнению с номинальным (0,115 м³/с) ведет к резкому повышению превышений температур всех элементов расщепителя (рис. 4). В то же время увеличение расхода охлаждающего воздуха по сравнению с номинальным не дает эффекта. Это свидетельствует о том, что количество воздуха для существующей системы вентиляции расщепителя выбрано оптимальным.

Для определения термической устойчивости и определения времени, безопасного с точки зрения нагревания обмоток расщепителя, были проведены аналитические и экспериментальные исследования при заторможенном роторе. На рис. 5 представлены кривые нагревания обмотки статора и стержней ротора при подключении расщепителя с заторможенным ротором к источнику напряжения 180 и 200 В с пусковым сопротивлением и без него. При этом ротор ориентировался в различных положениях по отношению к фазам статора. Как видно, стержни ротора нагреваются неравномерно по окружности во всех режимах. Наиболее уязвимым местом ротора в таких режимах будут стержни, расположенные против фаз *A* и *C*. Во всех режимах ротор подогревает обмотку статора. Безопасным с точки зрения нагрева обмотки статора и ротора будут первые 15—20 с после включения.

Аналитические и экспериментальные исследования позволили определить постоянные времени нагревания и охлаждения, которые для обмотки статора находятся в пределах от 34 до 48 мин, стержней ротора соответственно 14 и 26 мин, стали ротора 18 и 54 мин, корпуса 32 и 178 мин, охлаждающего воздуха 20 и 74 мин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Олейник О. А.** Краевые задачи для линейных уравнений эллиптического и параболического типа с разрывными коэффициентами. — Известия АН СССР. Сер. математическая, 1961, т. 25, № 1.

2. **Рвачев В. Л., Слесаренко А. П.** Алгебра логики и интегральные преобразования в краевых задачах. — Киев: Наукова думка, 1976.

3. **Ильин В. А.** О равномерной сходимости разложений по собственным функциям во всей замкнутой области. — Математический сборник, 1958, т. 45 (87), № 2.

[23.11.81]

УДК 621.314.2.018.782.3.001.24

Анализ электромагнитных процессов в высоковольтном тиристорном преобразователе при коммутации тока в вентилях

ГРИНШТЕЙН Б. И., канд. техн. наук, **ЖМУРОВ В. П.**, **БЕЗУГЛЫЙ С. Л.**, **СИДОРСКИЙ М. А.**, инженеры

Требования рационального проектирования преобразовательных установок с учетом оптимального использования параметров вентильного оборудования обуславливают организацию защиты, обеспечивающей надежную работу полупроводниковых вентилей в стационарных, динамических и аварийных режимах. С точки зрения защиты от перенапряжений основным известным способом является подключение демпфирующих емкостно-резистивных цепочек (ЕРЦ) между фазами преобразователя или непосредственно параллельно полупроводниковым вентилям [1—4].

В 60-х годах в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского было предложено использовать для этой цели нелинейные элементы, в частности, лавинные диоды. При этом включенные встречно-последовательно лавинные диоды, подключаемые или в виде отдельных цепочек, или параллельно тиристорным ячейкам, ограничивали значения воздействующих на элементы преобразовательной схемы перенапряжений на уровне напряжений лавинообразования. Основным критичным параметром, определяющим выбор напряжения лавинообразования и тем самым необходимую электрическую прочность элементов оборудования, является в этом случае значение допустимой энергии, рассеиваемой в нелинейных элементах. Исследования, проведенные в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского и ЗПО «Преобразователь» в 1966—1975 гг., показали, что величина допустимой энергии рассеивания лавинных диодов типа ВЛ позволяет успешно ограничивать перенапряжения только импульсного характера, возникающие в переходных или аварийных режимах. В то же время значения воздействующих перенапряжений, возникающих в послекоммутационный интервал времени с частотой коммутации полупроводниковых вентилей из-за ограниченной величины допустимой энергии рассеивания нелинейных элементов не могли эффективно снижаться. Тем самым основным видом ограничения этого вида перенапряжений продолжали оставаться ЕРЦ, а величины напряжений лавинообразования нелинейных элементов, используемых для ограничения импульсных перенапряжений, выбирались выше максимальных значений напряжений, определяемых ЕРЦ

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

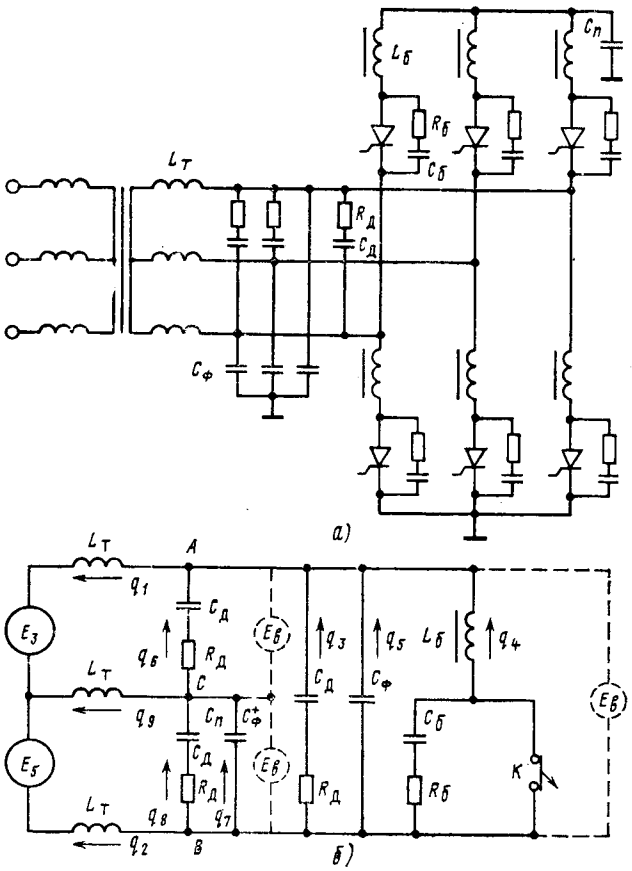


Рис. 1.

В связи с появлением новых типов нелинейных элементов (в частности, варисторов СН2) оказывается принципиально возможным и иной подход к разработке защиты высоковольтных преобразователей, заключающийся в том, чтобы с помощью нелинейных элементов ограничивать значения перенапряжений, возникающих не только в аварийных и переходных режимах и имеющих разовый импульсный характер, но и появляющихся с частотой коммутации вентилей после окончания протекания в них тока. При таким образом организованной защите появляется возможность снизить уровень электрических воздействий на изоляцию основных элементов высоковольтных преобразователей и одновременно увеличить их к. п. д. за счет уменьшения потерь в устройствах демпфирования.

Рассмотрим электромагнитные процессы, протекающие в схемах высоковольтных преобразователей в послекоммутационный период.

На рис. 1,*а* представлена типичная принципиальная схема мощного высоковольтного преобразовательного моста (при напряжениях до 100 кВ), в которой для ограничения возникающих коммутационных перенапряжений применены демпфирующие ЕРЦ $R_д$—$C_д$. На рис. 1,*б* представлена эквивалентная расчетная схема преобразователя при коммутации вентилей, присоединенных к заземленному полюсу, что является наиболее тяжелым случаем; здесь $C_ф$, $C_п$ — паразитные емкости фаз и полюса; $L_т$ — индуктивность рассеивания трансформатора; $R_б$—$C_б$—ЕРЦ, присоединенные непосредственно параллельно тиристорным ячейкам и предназначенные для равномерного распределения прямого и обратного напряжения по вентилям в динамических режимах; $L_б$ — индуктивность дросселей насыщения, принимаемая равной значению в насыщенном состоянии; E_3E_5 — э. д. с., равные фазным напряжениям; E_b — напряжение лавинообразования варисторов.

В качестве расчетного режима выбран режим глубокого регулирования ($\alpha \approx 90°$). Рассмотрим вначале демпфирование возникающих в схеме рис. 1,*а* послекоммутационных перенапряжений с помощью традиционных ЕРЦ $R_дC_д$ и в предположении отсутствия нелинейных элементов, показанных на фиг. 1,*б* в виде э. д. с. E_b.

Для схемы рис. 1,*б*, используя принятые на ней обозначения, можно записать следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&E_3 = L_т\ddot{q}_1 + \frac{1}{C_ф}q_6 - \frac{1}{C_ф + C_п}q_7 - L_т\ddot{q}_9;\\
&E_5 = L_т\ddot{q}_2 + \frac{1}{C_ф + C_п}q_7 + L_т\ddot{q}_9;\\
&R_д\dot{q}_3 + \frac{1}{C_д}q_3 = \frac{1}{C_ф}q_6;\\
&L_б\ddot{q}_4 + R_б\dot{q}_4 + \frac{1}{C_б}q_4 = \frac{1}{C_ф}q_5;\\
&R_д\dot{q}_6 + \frac{1}{C_д}q_6 + \frac{1}{C_п + C_ф}q_7 = \frac{1}{C_ф}q_5;\\
&R_д\dot{q}_8 + \frac{1}{C_д}q_8 = \frac{1}{C_ф + C_п}q_7;\\
&\dot{q}_1 + \dot{q}_9 = \dot{q}_2;\\
&\dot{q}_1 = \dot{q}_3 + \dot{q}_4 + \dot{q}_5 + \dot{q}_6;\\
&\dot{q}_2 = \dot{q}_3 + \dot{q}_4 + \dot{q}_5 + \dot{q}_7 + \dot{q}_8.
\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Введем безразмерные переменные y, $\dot{y}$, $\ddot{y}$ с помощью соотношений

$$\left.\begin{aligned}
&\theta = \frac{t}{\sqrt{L_т C_ф}};\\
&\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{\sqrt{L_т C_ф}};\\
&q = C_ф E_0 y;\\
&\dot{q} = \frac{E_0}{\rho}\dot{y},\quad \rho = \sqrt{\frac{L_т}{C_ф}};\\
&\ddot{q} = \frac{E_0}{L_т}\ddot{y},
\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

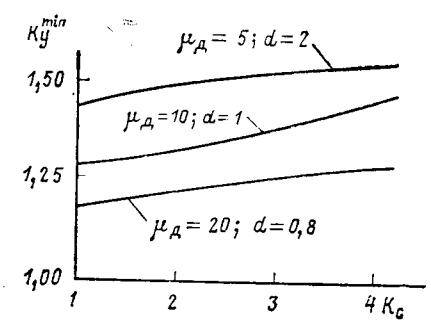


Рис. 2.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

а также следующие коэффициенты

$$\left.\begin{aligned} d &= \frac{R_д}{\rho}; \\ \mu_д &= \frac{C_д}{C_ф}; \\ \mu_п &= 1 + \frac{C_п}{C_ф}; \\ K_R &= \frac{R_б}{\rho}; \\ K_L &= \frac{L'_б}{L_т}; \\ K_c &= \frac{C_б}{C_ф}. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Предполагая, что $E_3=E_5=E_0$ и делая замену переменных

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \frac{1}{C_ф E_0} q_1; \\ y_2 &= \frac{1}{E_0/\rho} \dot{q}_1; \\ y_3 &= \frac{1}{C_ф E_0} q_2; \quad y_4 = \frac{1}{E_0/\rho} \dot{q}_2; \\ y_5 &= \frac{1}{C_ф E_0} q_3; \\ y_6 &= \frac{1}{C_ф E_0} q_4; \quad y_7 = \frac{1}{E_0/\rho} \dot{q}_4; \\ y_8 &= \frac{1}{C_ф E_0} q_5; \quad y_9 = \frac{1}{C_ф E_0} q_6; \\ y_{10} &= \frac{1}{C_ф E_0} q_7; \quad y_{11} = \frac{1}{C_ф E_0} q_8; \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

приведем систему уравнений (1) к каноническому виду:

$$\left.\begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2; \\ \dot{y}_2 &= 1 - \frac{2}{3} y_8 + \frac{1}{3\mu_п} y_{10}; \\ \dot{y}_3 &= y_4; \\ \dot{y}_4 &= 1 - \frac{1}{3} y_8 - \frac{1}{3\mu_п} y_{10}; \\ \dot{y}_5 &= -\frac{1}{\mu_д d} y_5 + \frac{1}{d} y_8; \\ \dot{y}_6 &= y_7; \\ \dot{y}_7 &= -\frac{1}{K_c K_L} y_6 - \frac{K_R}{K_L} y_7 + \frac{1}{K_L} y_8; \\ \dot{y}_8 &= y_2 - y_7 + \frac{1}{\mu_д d} y_5 - \frac{2}{d} y_8 + \frac{1}{\mu_д d} y_9 + \\ &\quad + \frac{1}{\mu_п d} y_{10}; \\ \dot{y}_9 &= \frac{1}{d} y_8 - \frac{1}{\mu_д d} y_9 - \frac{1}{\mu_п d} y_{10}; \\ \dot{y}_{10} &= -y_2 + y_4 + \frac{1}{d} y_8 - \frac{1}{\mu_д d} y_9 - \frac{2}{\mu_п d} y_{10} + \\ &\quad + \frac{1}{\mu_д d} y_{11}. \\ \dot{y}_{11} &= \frac{1}{\mu_п d} y_{10} - \frac{1}{\mu_д d} y_{11}. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Начальные токи в ветвях и напряжения на емкостях схемы рис. 1,*а* определяются к моменту размыкания ключа K (моменту восстановления запирающей способности коммутирующего блока):

$$\left.\begin{aligned} &y^0_1 = 0;\ y^0_2 = K_i;\ y^0_3 = 0; \\ &y^0_4 = K_i;\ y^0_5 = \mu_д K_u;\ y^0_6 = 0; \\ &y^0_3 = K_i;\ y^0_8 = K_u;\ y^0_9 = \frac{1}{2}\mu_д K_u; \\ &y^0_{10} = \frac{1}{2}\mu_п K_u;\ y^0_{11} = \frac{1}{2}\mu_д K_u. \end{aligned}\right\} \quad (6$$

Безразмерные коэффициенты K_i и K_u, характеризующие соответственно относительную величину обратного тока I_0 коммутирующего вентиля в момент восстановления его запирающей способности и начальное соотношение зарядов на емкостях $C_д$ и $C_ф$ определяются как

$$\left.\begin{aligned} K_i &= \frac{I_0}{E_0/\rho}; \\ K_u &= \frac{L_б \left(\frac{di}{dt}\right)_{i=0}}{E_0}; \end{aligned}\right\} \quad (7$$

где $\left(\frac{di}{dt}\right)_{i=0}$ — скорость спадания тока в вентиле в мо мент перехода тока через нуль, принимаемая неиз менной до момента достижения током значения I_0.

Решение системы уравнений (5) с начальным условиями (6) позволяет рассчитать коэффициен демпфирования $K_у$ в зависимости от параметро внешней цепи и типа высоковольтного преобразова теля, характеризуемого коэффициентами K_R, K_L, K причем $K_у = \frac{1}{2E_0}\frac{q_5}{C_ф}$.

В таблице приведены значения коэффициенто для преобразователей типа ПВТ на напряжения 3-20 кВ и токи 250—1500 А.

Ток I, А	Значение $K_L = L_б/L_т$ при U, кВ				
	3	6	10	15	20
250	0,128	0,065	0,0775	0,0765	0,0775
1000	0,0117	0,074	0,0715	0,0705	0,0715
1500	0,111	0,0565	0,068	0,0665	0,068
Значения $K_C = C_б/C_ф$ при $C_ф = 0{,}02\cdot10^{-6}$ Ф/$0{,}07\cdot10^{-6}$Ф					
250	2,1/0,6	1,56/0,45	0,78/0,22	0,52/0,15	0,39/0,
1000	3,13/0,9	2,35/0,67	1,18/0,34	0,78/0,22	0,59/0,
1500	4,15/1,2	3,13/0,89	1,56/0,45	1,04/0,3	0,78/0,
Значения $K_R = R_б/\rho$ при $C_ф = 0{,}02\cdot10^{-6}$Ф/$0{,}07\cdot10^{-6}$Ф					
250	0,26/0,49	0,25/0,47	0,39/0,72	0,47/0,88	0,53/0,
1000	0,23/0,43	0,25/0,47	0,35/0,65	0,42/0,79	0,51/0
1500	0,21/0,4	0,2/0,38	0,31/0,58	0,38/0,71	0,44/0

Результаты решения системы уравнений (5) д указанного ряда мощностей преобразователей ти ПВТ, представленные в виде таблиц или кривы трудно обозримы и неудобны для практического и пользования, и поэтому затрудняют анализ данн расчетов (так, для 15 типов преобразователей и у

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

та двух значений емкости кабелей переменного и постоянного тока получается более 100 кривых).

Существует возможность упростить анализ получаемых расчетных данных о влиянии на величину коэффициента демпфирования параметров силовой схемы преобразователя, если учесть, что относительные величины коэффициентов K_R и K_L зависят от мощности преобразователя значительно меньше, чем коэффициента K_C.

Поэтому можно в качестве основного параметра, характеризующего преобразователь, выбрать коэффициент K_C. Основным критерием эффективности ЕРЦ будут или минимальные значения коэффициента демпфирования K_y^{min}, соответствующие оптимальным значениям $d_{\min K_y}$ (рис. 2), или зависимость коэффициента демпфирования K_y от d (рис. 3).

На рис. 2 показаны кривые минимальных значений K_y^{min} в зависимости от K_C (при условиях, что $K_i=1$, $\mu_п=1$); кривые минимумов K_y^{min} приведены для разных значений емкости демпфирующей $R_д-C_д$-цепочки, определяемой параметром $\mu_д$ и ее сопротивления, характеризуемого параметром d. В зависимости от типа преобразователя минимальный ударный коэффициент K_y^{min} изменяется на $10-13\%$. При этом кривая $K_y^{min}=f(K_C)$ не имеет оптимума в интересующей нас области значений K_C и монотонно возрастает по мере увеличения коэффициента K_C.

Кривые, представленные на рис. 3, иллюстрируют зависимость $K_y=f(d)$ для преобразователей с минимальным и максимальным коэффициентами K_C при различных степенях демпфирования [заштрихованные области между кривыми с одинаковыми $\mu_д$ включают в себя зависимости $K_y=f(d)$ для преобразователей с промежуточными значениями K_C].

Используя результаты решений систем уравнений (5) и (6), можно проанализировать влияние на коэффициент демпфирования K_y и других параметров (в частности, коэффициентов $\mu_п$, K_i, K_u).

Не приводя подробных данных такого рода анализа, следует тем не менее отметить, что в области значений $d<d_{K_y^{min}}$ кривые $K_y=f(d)$ для $\mu_п=1$ и $\mu_п=6$ практически совпадают, в то время как в области значений $d>d_{K_y^{min}}$ кривые $K_y=f(d)$ начинают расходиться, причем для $\mu_п=1$ кривая идет выше. Поэтому данные о коэффициентах на рис. 2 и 3 приведены для более тяжелого случая, соответствующего $\mu_п=1$.

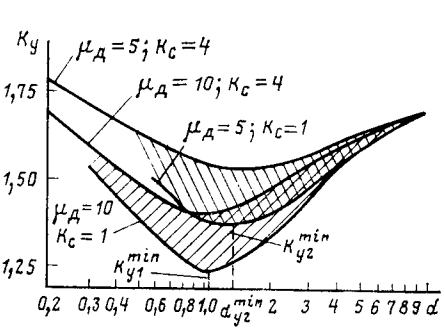


Рис. 3.

Таким образом, проведенный выше анализ позволяет определить зависимость величины коммутационных перенапряжений, возникающих в послекоммутационный интервал времени на плече преобразователя, от параметров силовой цепи и цепочки демпфирования, и на этом основании выбирать соответствующие значения электрических воздействий на основные элементы преобразователя.

Рассмотрим далее демпфирование возникающих в схеме рис. 1,*а* послекоммутационных перенапряжений при установке нелинейных элементов параллельно ЕРЦ $R_д C_д$. На рис. 1,*б* наличие этих элементов эквивалентируется введением э. д. с. E_B. Выбранная эквивалентная расчетная схема рис. 1,*б* используется и для расчета электромагнитных процессов в преобразователе на первом этапе, когда напряжение на паразитных емкостях схемы меньше напряжения лавинообразования нелинейных элементов, наличие которых не сказывается на протекающих процессах. При этом ранее полученные системы уравнений (1)—(7) остаются без изменений.

По уравнениям системы (5) с начальными условиями (6), (7) расчет ведется до тех пор, пока напряжение между какими-либо двумя фазами не достигнет напряжения лавинообразования E_B. Анализ эквивалентной схемы, подтвержденный расчетом на ЭВМ, показывает, что наиболее быстро напряжение нарастает между точками, к которым приложено максимальное линейное напряжение и между которыми включена минимальная паразитная емкость $C_ф$. Поэтому цепочка нелинейных элементов, включенная между этими точками, первой «выйдет на лавину». К двум другим цепочкам нелинейных элементов, включенным между точками A и C, B и C соответственно, приложено фазное напряжение E_0, к тому же они зашунтированы гораздо большими емкостями (демпфирующей емкостью $C_д$ и суммарной паразитной емкостью $C_ф+C_п$), поэтому напряжение на этих цепочках будет увеличиваться сравнительно медленно и достигнет напряжения лавинообразования гораздо позже (причем только на одной из них — на включенной между точками B и C). Отсюда следует, что максимальная энергия выделяется в нелинейных элементах, которые оказываются подключенными параллельно коммутирующему плечу преобразователя.

После того, как напряжение на емкости $C_ф$, равное $q_5/C_ф$, достигнет напряжения лавинообразования E_B, емкость $C_ф$ заменяется в эквивалентной схеме э. д. с. E_B. Новая система уравнений, описывающая протекание электромагнитных процессов в схеме после достижения напряжения лавинообразования на емкости $C_ф$, может быть получена из системы (5) путем подстановки вместо y_8 постоянной величины

$$K_b=\frac{E_b}{2E_0}. \qquad (8)$$

Условием перехода счета от системы (5) к новой системе является неравенство

$$U_C=\frac{q_5}{C_ф}\geqslant E_b$$

или в безразмерных величинах

$$y_8\geqslant K_b. \qquad (9)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Если напряжение на емкости $(C_н+C_ф)$, равное $\frac{q_7}{C_п+C_ф}$, при этом также достигнет величины лавинообразования E_B, то в эквивалентной схеме рис. 1,*б* эта емкость заменяется на э. д. с. E_B. При этом новая система уравнений, описывающая процессы в этой схеме, получается из системы (5) путем подстановки в нее постоянной величины K_B вместо y_8 согласно условию (9) и вместо $y_{10}/\mu_п$ также K_B согласно условию

$$\frac{q_7}{C_п+C_ф}\geqslant E_b$$

или в безразмерных величинах

$$y_{10}\geqslant\mu_п E_B. \qquad (10)$$

По полученным системам уравнений с начальными условиями (6) и (7) возможно рассчитать значения энергии, выделенной в нелинейных элементах, включенных между фазами преобразователя (параллельно демпферным цепочкам $R_дC_д$) в зависимости от соотношения $K_b=E_b/2E_0$. При допущении, что в процессе протекания тока $i_н$ напряжение на нелинейных элементах остается постоянным и равным E_b, значение энергии P_b, выделяемой в нелинейных элементах, рассчитывается по формуле

$$P_b=E_b\int_{t_1}^{t_2} i_н dt, \qquad (11)$$

где $i_н$ — ток, протекающий через нелинейные элементы; t_1 — момент времени, когда начинает выполняться условие (9); t_2 — момент времени, соответствующий окончанию протекания тока $i_н$, т. е. $i_н\leqslant 0$.

Перейдем к обсуждению полученных результатов, представленных на рис. 2—5.

Анализируя полученные расчетные данные о коэффициенте демпфирования $K_у$ в преобразовательных схемах с традиционными $R_дC_д$-цепочками (рис. 2 и 3), можно сделать следующие выводы: для данного типа преобразователя существуют параметры цепочки $R_дC_д$, определяющие оптимальное значение коэффициента d, при котором $K_у$ имеет минимальную величину; увеличивая значение демпферной емкости $C_д$ для снижения величины коэффициента демпфирования $K_у$, целесообразно одновременно уменьшить значение демпферного сопротивления $R_д$; при демпфировании послекоммутационных перенапряжений в схемах с преобразователями, характеризующимися большим значением коэффициента K_C, т. е. для класса преобразователей на большие токи (свыше 1000 А) и малые напряжения (до 3 кВ), необходимо увеличивать значения демпферных емкостей $C_д$ для достижения одинаковых значений $K_у$ в схемах с преобразователями, которые характеризуются малыми значениями коэффициента K_C.

Из последнего вывода следует, что наибольшие трудности при демпфировании послекоммутационных перенапряжений с помощью $R_дC_д$-цепочек возникают в преобразовательных схемах на относительно большие токи и малые напряжения (см. таблицу), поскольку требуемое увеличение демпферных емкостей $C_д$ ($\mu_д>10$) приводит к росту потерь в $R_дC_д$-цепочках и снижению к. п. д. преобразователя. В схемах с преобразователями, которые характеризуются малыми значениями коэффициента K_C, т. е. для класса преобразователей на большие напряжения и малые токи (см. таблицу), удовлетворительное значение коэффициента демпфирования на уровне $K_у=1{,}4\div1{,}5$ удается достигнуть при $\mu_д=4\div5$.

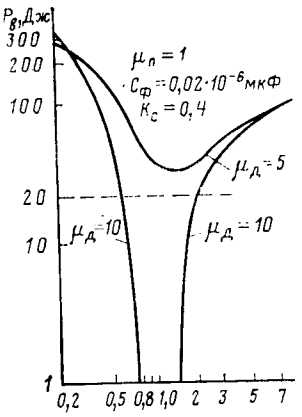


Рис. 4.

Рассмотрим теперь эффективность применения линейных элементов для ограничения коммутационных перенапряжений. На рис. 4 и 5 представлены результаты расчетов энергии P_b, выделяемой в нелинейных элементах, в зависимости от параметров демпфирующих $R_дC_д$-цепочек, $\mu_д$, d и параметра преобразователя K_C. Расчеты выполнены с учетом вели чины обратного тока I_0 (соответственно $K_I=2$) дл преобразователей с крайними значениями коэффици ента K_C, т. е. $K_C=0{,}4$ (преобразователь $U=20$ кВ $I=250$ А) и $K_C=4$ (преобразователь $U=3$ кВ, $I=1500$ А). При этом задавалось значение коэффи циента $K_b=K_у=1{,}3$.

Как следует из кривых рис. 4, для преобразова телей $U=20$ кВ, $I=250$ А ($K_C=0{,}4$) параметр демпферной цепочки $R_дC_д$, определяемые соотноше ниями $0{,}7\leqslant d\leqslant1{,}5$; $\mu_д=10$ обеспечивают коэффици ент демпфирования $K_у$ менее 1,3, так как при это энергия в нелинейных элементах не рассеиваетс т. е. $P_b=0$. В то же время попытка уменьшить зн чение демпферной емкости (кривая рис. 4 при $\mu_д=5$ даже при оптимальных параметрах $R_д$ приводит рассеиванию в нелинейных элементах значений эне гии, для них недопустимых.

Такой же эффект имеет место, если попытать при демпферной емкости, определяемой $\mu_д=10$, целью уменьшения скорости нарастания напряжен на тиристорах изменить значение $R_д$ так, чтобы п раметр d находился вне интервала 0,7—1,5. И в эт случае в нелинейных элементах резко увеличивает значение рассеиваемой энергии.

Для варисторов типа СН2 допустимая энергия ра сеивания при частоте повторения импульсов 50 оценивается на основании экспериментальных да ных, полученных в ЭНИН им. Г. М. Кржижановск го и ЗПО «Преобразователь», примерно в 0,5 джо ля при температуре корпуса варистора 90 °С.

Поскольку данные по значениям энергии рассе вания, представленные на рис. 4 и 5, относятся к ц почке из n нелинейных элементов, то энергия расс ивания в одном элементе может быть определена к

$$P^1{}_b=P_b/n.$$

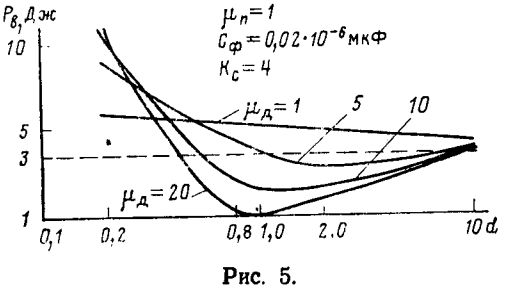


Рис. 5.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Так, для преобразователя с $K_C=0{,}4$, $n=40$ (рис. 4) энергия рассеивания в каждом из нелинейных элементов достаточно быстро становится больше допустимой, если попытаться уменьшить величину демпферной емкости ($\mu_д$) или изменить параметры демпферного сопротивления (d).

Таким образом, для таких преобразователей применение нелинейных элементов для снижения коммутационных перенапряжений мало эффективно из-за низкой допустимой величины энергии, рассеиваемой в этих элементах. Для эффективного применения нелинейных элементов необходима разработка мощных нелинейных элементов с большей допустимой величиной энергии рассеивания (при частоте повторения импульсов 50 Гц величина $P^1{}_b$ должна быть не менее 5 Дж). Иначе обстоит дело с преобразователями, характеризующимися большими значениями коэффициента K_C. В качестве примера рассмотрен преобразователь $U=3$ кВ, $I=1500$ А ($K_C=4$).

При отсутствии нелинейных элементов, как это следует из данных рис. 3, применение только цепочек $R_дC_д$ не обеспечивает значение коэффициента демпфирования $K_у\leqslant 1{,}3$ даже при значительной величине емкости демпфирования $C_д$ ($\mu_д=10$) и оптимальном значении демпферного сопротивления $R_д$ ($d\approx 1$). Это обстоятельство влечет за собой требование усиления электроизоляции элементов установки со всеми вытекающими последствиями как в части габаритов, так и стоимости. Применение нелинейных элементов в этом случае, как это следует из рис. 5, позволяет обеспечить коэффициент демпфирования $K_у=1{,}3$ при значениях емкости $C_д$, когда $\mu_д\geqslant 5$, $n=6$ и соответствующем значении $R_д$. Энергия $P^1{}_b$, выделяемая в каждом нелинейном элементе, меньше допустимой.

Таким образом, достигается двойной положительный эффект:

снижаются величины расчетной электрической прочности и изоляции элементов схемы,

снижаются потери в демпферной цепочке из-за уменьшения величины емкости демпфирования $C_д$.

Поскольку снижение величины $C_д$ приводит к увеличению скорости нарастания напряжения на плече преобразователя, то был произведен расчет величины du/dt на цепочке тиристоров во всем исследуемом диапазоне изменения параметров демпфирующей $R_дC_д$-цепи. Полученные значения du/dt не превышают сотен вольт на микросекунду, что составляет десятки вольт на микросекунду на тиристор, и не выходят за допустимые пределы.

Анализ электромагнитных процессов в послекоммутационный период позволяет сделать следующие выводы.

1. Расчеты по определению коэффициента демпфирования послекоммутационных перенапряжений, возникающих в схемах мощных высоковольтных преобразователей, показали необходимость увеличения относительных значений емкостей демпфирования для класса многоамперных и низковольтных преобразователей, характеризующихся значениями коэффициента $K_C\approx 4$ (рис. 3), при значениях коэффициента $K_L=0{,}05\div 0{,}15$.

2. Применение в схемах демпфирования этого класса преобразователей нелинейных элементов (в частности, варисторов СН2) позволяет снижать величину коэффициента демпфирования $K_у$ при одновременном уменьшении значений емкости демпфирования $C_д$ и, как следствие, снижение потерь в емкостно-омических цепочках (рис. 5).

3. Применение существующих промышленных типов нелинейных элементов в схемах демпфирования высоковольтных преобразователей, характеризующихся значениями $K_C\leqslant 1$, с целью уменьшения величины емкости демпфирования $C_д$ или снижения значений электрических воздействий неэффективно из-за малых допустимых значений энергий рассеивания нелинейных элементов.

4. Разработка и промышленное освоение нелинейных элементов с допустимой величиной энергии рассеивания не менее 5 Дж (при частоте повторения импульсов 50 Гц) позволит и для этого класса преобразователей создать образцы с меньшими массогабаритными и стоимостными показателями при более высоком к. п. д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Поссе А. В.** Схемы и режимы электропередач постоянного тока. — М.: Энергия, 1973.

2. **Находкина В. Г., Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г.** Демпфирование высокочастотных колебаний напряжения в высоковольтных преобразователях. — Электричество, 1976, № 3.

3. **Шехтман М. Г.** Демпфирование колебаний анодного напряжения после погасания вентилей преобразователей. — Изв. НИИПТ, 1958, № 3.

4. **Кадомский Д. Е.** Защита от перенапряжений, возникающих в выпрямительной схеме питания высокочастотного генератора. — Изв. НИИПТ, 1961, № 7.

[17.03.82]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.372.014.2.001.24

Метод интегральных уравнений для отыскания периодических режимов цепей с ключами

МУСТАФА Г. М., канд. техн. наук
ВЭИ им. В. И. Ленина

В настоящей статье рассматриваются цепи, состоящие из линейных многополюсников и ключей. Поиск периодических режимов таких цепей — весьма распространенный класс задач, например из практики проектирования устройств преобразовательной техники. Существенно, что при проектировании возникает обычно не изолированная задача, но серия близких задач (достаточно упомянуть о построении внешних и регулировочных характеристик, об анализе влияния на них разброса параметров и т. п.).

Известны два метода поиска стационарных режимов цепей с ключами. Первый из них основан на аппроксимации тригонометрическими полиномами входных функций линейных подцепей. Последние описываются каждая отдельно частотными характеристиками на входах. В результате формирования получают линейную алгебраическую систему уравнений относительно коэффициентов полиномов. Размеры системы определяются числом членов в аппроксимирующих полиномах, т. е. в конечном счете — степенью гладкости аппроксимируемых функций, которая определяет «скорость убывания» коэффициентов Фурье. Применительно к системам с периодическими коэффициентами общего вида метод подробно рассмотрен в [1]. Он не оставляет желать лучшего, если возбуждающие функции достаточно гладкие. При анализе цепей с ключами возможности применения его ограничены.

Второй метод обеспечивает получение системы уравнений относительно начальных значений переменных состояния. Он является по существу сужением метода припасовывания на стационарный режим [2]. Понятие линейной подцепи здесь не используется вообще, вместо этого рассматривают множество сменяющих друг друга нелинейных эквивалентных схем. Метод идеально приспособлен к «негладкости» задачи. Точное решение обеспечивается при размере системы уравнений, равном числу переменных состояния. Когда размеры линейных частей невелики, а эквивалентные схемы повторяются, метод обеспечивает высокую эффективность. Однако когда линейная часть имеет высокий порядок, проявляется недостаток метода — описание линейной части в целом, из-за чего изменение одной только части влечет за собой необходимость решения всей задачи заново.

Излагаемый здесь метод основан на использовании для формулировки задачи интегральных уравнений [3 и 4]. Он занимает промежуточное положение между двумя первыми. С одной стороны, он приспособлен к нарушениям гладкости как второй метод, и, с другой, использует экономное описание линейных подцепей каждой в отдельности по ее входам, как первый. Применительно к нелинейным системам управления метод изучен Е. Н. Розенвассером [5 и 6]. В методе и процедуре решения можно выделить три составляющие: способ описания линейных подцепей и вычисления периодической реакции их; вопросы, связанные с объединением частей в систему; вопросы численного анализа. Ниже детально рассматривается первая из составляющих, а две п следние иллюстрируются на простых примерах.

Интегральная формула для периодической ре ции линейной цепи. Обычно наилучшим способ отыскания периодической реакции является испо зование преобразования Фурье [7—9]. Этот спос не вполне удовлетворителен только в тех случа когда входные функции недостаточно гладкие и терес представляют мгновенные значения реакц а не только спектр ее. Именно с такой ситуаци систематически сталкиваемся при анализе цепей ключами. В таких условиях отыскание периодическ реакции удобней организовать по-другому.

Уравнения линейной стационарной цепи, возбу даемой источником $v(t)$, могут быть записаны т

$$d\mathbf{q}/dt=\bar{\mathbf{A}}\mathbf{q}+\mathbf{B}v, \qquad (1$$

где $\mathbf{q}$ — вектор переменных состояний; $\bar{\mathbf{A}}$ — квадр тичная матрица; $\mathbf{B}$ — матрица-столбец.

Реакция r выражается в виде линейной ком нации

$$r=\mathbf{L}\mathbf{q}+bv, \qquad (1$$

где b — скалярный множитель; $\mathbf{L}$ — матрица-стро

Общее решение (1а) имеет вид [10]:

$$\mathbf{q}(t)=\Phi(t)\,\mathbf{q}(0)+\int_0^t \Phi(t-\tau)\,\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau,$$

где $\Phi(t)$ — фундаментальное решение (1а).

Для рассматриваемой задачи решение (2) сли ком общо: в него входят все начальные значения ременных состояния, и оно отображает все реше (как периодические, так и непериодические). Е учесть граничные условия

$$\mathbf{q}(T)=\mathbf{q}(0),$$

то начальные значения из (2) можно исключить:

$$(\mathbf{E}-\Phi(T))\,\mathbf{q}(0)=\int_0^T \Phi(T-\tau)\,\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau;$$

$$\mathbf{q}(t)=\int_0^t \Phi(t-\tau)\,Bv(\tau)\,d\tau+\int_0^T \Phi(t)\,A\Phi(T-\tau)\,Bv(\tau)\,d\tau$$

где $\mathbf{A}=(\mathbf{E}-\Phi(T))^{-1}$, $\mathbf{E}$ — единичная матрица.

Используя (1б), получаем

$$r(t)=bv(t)+\int_0^t \mathbf{L}\Phi(t-\tau)\,\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau+$$

$$+\int_0^T L\Phi(t)\,\mathbf{A}\Phi(T-\tau)\,\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau.$$

Матрицы $\mathbf{A}$ и $\Phi(\cdot)$ перестановочны, и для люб t_1, t_2

$$\Phi(t_1)\Phi(t_2)=\Phi(t_1+t_2).$$

Учитывая это, получаем после очевидных пре разований

$$r(t)=bv(t)+\int_0^t \mathbf{L}\mathbf{A}\Phi(t-\tau)\,\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau+$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$+\int_t^T \mathbf{L}\mathbf{A}\Phi(T+t-\tau)\mathbf{B}v(\tau)\,d\tau. \qquad (3)$$

Выражение

$$h(t)=\mathbf{L}(\mathbf{E}-\Phi(T))^{-1}\Phi(t)\mathbf{B} \qquad (4)$$

– есть скалярная функция времени. Используя последнее обозначение, можно записать (3) в виде

$$r(t)=bv(t)+\int_0^t h(t-\tau)v(\tau)\,d\tau+\int_0^T h(T+t-\tau)v(\tau)\,d\tau. \qquad (5)$$

Уравнение (5) выражает T-периодическую реакцию $r(t)$ в виде свертки возмущения $v(t)$ и системной функции $h(t)$ подобно тому, как переходная реакция выражается в виде свертки возмущения и переходной функции. Само собой разумеется, что $h(\cdot)$ и переходная функция отнюдь не совпадают. В наших обозначениях переходная функция это $\mathbf{L}\Phi(t)\mathbf{B}$, тогда как $h(t)=\mathbf{L}\mathbf{A}\Phi(t)\mathbf{B}$. Уместно назвать $h(t)$ системной функцией T-периодических реакций (СФПР). Для расчетов нужны значения этой функции только из интервала $(0, T)$. Функция $h(t)$ широко применяется в [6] для описания линейных подсистем как их импульсно-частотная характеристика (ИЧХ). Полученное здесь выражение для $h(t)$ отличается от применяющихся в [6] и более удобно для численного анализа.

Формуле (5) можно придать более компактный вид, если учесть, что многообразием, на котором определена T-периодическая задача, является не разомкнутый отрезок $[0, T]$, а окружность C. Следует рассматривать СФПР как функцию расстояния $\rho(\xi, \gamma)$ от точки ξ до точки γ на окружности C. При этом свертка (5) примет вид

$$r(\gamma)=bv(\gamma)+\int_C h\circ\rho(\xi,\gamma)v(\xi)\,d\xi, \qquad (6)$$

где $h\circ\rho$ — композиция функций h, ρ.

Формула (6) является «бескоординатной» формой рассматриваемого интегрального соотношения. Переход от нее к «координатной» форме (5) состоит из выбора начала отсчета (точки ν) и замены функций точек ξ, γ на функции расстояния от начала отсчета:

$$t=\rho(\nu,\gamma),\quad \tau=\rho(\nu,\xi).$$

Расстояние $\rho(\xi, \gamma)$ вдоль цикла меняется скачком на $+T$, когда подвижная точка ξ проходит неподвижную точку γ. Для точек ξ, лежащих на направленной дуге (ν, γ)

$$\rho(\xi,\gamma)=\rho(\nu,\gamma)-\rho(\nu,\xi)=t-\tau,$$

и для точек ξ, лежащих вне (ν, γ)

$$\rho(\xi,\gamma)=\rho(\nu,\gamma)-\rho(\nu,\xi)+T=t+T-\tau.$$

Таким образом,

$$h\circ\rho(\xi,\gamma)=\begin{cases} h(t-\tau) & \text{при } \tau\in(0,t);\\ h(T+t-\tau) & \text{при } \tau\in(t,T).\end{cases} \qquad (7)$$

Подставляя (7) в (6) получим «координатную» форму (5), что и требовалось. Далее для краткости будем писать иногда $h(\xi, \gamma)$ вместо $h\circ\rho(\xi, \gamma)$.

В многомерном случае (линейная цепь возбуждается m независимыми источниками) матрица $\mathbf{B}$ состоит из m столбцов, а матрица $\mathbf{L}$ из m строк. Функция h оказывается при этом $m\times m$ матричной функцией $\mathbf{h}=[h_{ij}]_m^m$. Формулы (3) — (6) при переходе к m-мерному случаю не изменяются. Если цепь наряду с внешними источниками содержит внутренние, формула (6) дополняется:

$$r(\gamma)=bv(\gamma)+u(\gamma)+\int_C h(\xi,\gamma)v(\xi)\,d\xi. \qquad (8)$$

Здесь вектор $u=(u_1, u_2, \ldots,)^t$ — результат воздействия внутренних источников на выходы. При этом u_k есть ток к. з. или напряжение х. х. в зависимости от типа источника на k-ом входе.

Связь СФПР и частотной характеристики. Системная функция T-периодических реакций содержит все данные, нужные для вычисления периодической реакции. Когда СФПР известна, уже не нужны данные о внутреннем устройстве цепи и внутренних параметрах. Те же сведения содержит и частотная характеристика (точнее, сужение частотной характеристики на множество частот, кратных основной $\dot{F}_k=\dot{F}(jk\omega)$, $k=0, 1, 2, \ldots$).

Эти функции простым образом связаны между собой:

$$h(t)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty} 1/T\,(\dot{F}_k-b)\exp(jk\omega t),$$

$$b\approx\lim_{k\to\infty}\dot{F}_k.$$

Численное решение прямой задачи. Формулы (5) и (6) выражают реакцию в виде определенного интеграла. Вычисление таких интегралов — стандартная задача численного анализа [11]. Интегрируемая функция представляется своими значениями на некоторой сетке, а вычисляемый интеграл — линейной комбинацией этих значений (квадратурной формулой). Рассматриваемая здесь задача характерна тем, что в некоторых точках нарушается непрерывность или гладкость подынтегральной функции. Во-первых, ядро интеграла $h\circ\rho(\xi, \gamma)$ имеет разрыв, когда подвижная точка ξ проходит неподвижную точку γ, и, во-вторых, разрывной или негладкой может быть функция $v(\xi)$. В связи с этим при выборе квадратурных формул следует учитывать, каким образом получают их коэффициенты.

Подынтегральная функция аппроксимируется полиномами локально, по значениям на нескольких соседних узлах сетки $(\gamma_m, \gamma_{m+1}, \ldots, \gamma_{m+k})$. Коэффициенты квадратурных формул подбираются так, чтобы обеспечить точный результат для полиномов достаточно высокого порядка. Чтобы получить приемлемую точность, нужно обеспечить согласованность структуры интегрируемой функции со структурой аппроксимирующей функции: если исходная функция имеет разрыв в некоторой точке γ_k, то и аппроксимирующая функция должна иметь разрыв в γ_k; то же с разрывами первой производной и т. д. Разумеется, порядок согласованности может быть различным — до второй или третьей производной или до полного совпадения особенностей.

Для обеспечения согласованности необходимо: выбрать сетку так, чтобы в каждую особую точку функции $v(\cdot)$ попадал узел сетки; группы узлов

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

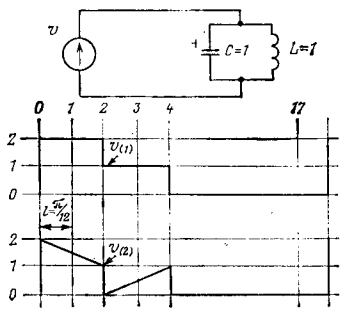


Рис. 1. К вычислению периодической реакции линейной цепи на разрывные возбуждающие функции

$v_1(\cdot)$ и $v_2(\cdot)$ — два варианта возбуждающих функций с одинаковой структурой; сетка 0, 1, 2, . . ., 17 согласована с ней: в точки разрыва помещены узлы сетки

$\{\gamma_m, \gamma_{m+1}, \ldots, \gamma_{m+k}\}$ для каждой локальной квадратурной формулы выбрать так, чтобы внутри интервала (γ_m, γ_{m+k}) подынтегральная функция не имела особенностей.

Пусть $\{\gamma_0, \gamma_1, \ldots, \gamma_n\}$ — выбранная в соответствии со сказанным сетка. Чтобы получить значения реакции на этой сетке, нужно вычислить $n+1$ интеграл:

$$r(\gamma_s) = bv(\gamma_s) + \int_C h(\xi, \gamma_s) v(\xi)\, d\xi. \qquad (9)$$

Для отрезка (γ_m, γ_{m+k}), на котором h и v неособенно, можно записать

$$\int_{\gamma_m}^{\gamma_{m+k}} h(\xi, \gamma_s) v(\xi)\, d\xi \approx \sum_{l=m}^{l=m+k} d_{s,l} h(\gamma_l, \gamma_s) v(\gamma_l),$$

где $d_{s,l}$ — коэффициенты локальной квадратурной формулы.

Заметим, что γ_s лежит вне (γ_m, γ_{m+k}), так как иначе h имела бы разрыв в γ_s, и отдельно рассматривались бы интегралы

$$\int_{\gamma_m}^{\gamma_s} h(\xi, \gamma_s) v(\xi)\, d\xi, \quad \int_{\gamma_s}^{\gamma_{m+k}} h(\xi, \gamma_s) v(\xi)\, d\xi,$$

Объединяя локальные суммы, получаем

$$r_s = bv_s + \sum_l \mathcal{H}_{s,l} v_l, \quad r_s = r(\gamma_s), \quad v_l = v(\gamma_l), \quad s = 0, 1 \ldots n. \qquad (10а)$$

Если v имеет разрыв в некоторой точке γ_m, то в сумму (10а) войдут два значения функции v в точке γ_m (слева и справа от точки разрыва):

$$v(\gamma_m^-) = v_m^-, \quad v(\gamma_m^+) = v_m^+.$$

Переходя к матричным обозначениям, вместо (10а) можно записать

$$\mathrm{R} = (b\mathrm{E} + \mathcal{H})\mathrm{V}, \qquad (10б)$$

где

$$V = \mathrm{col}(v_0, v_1 \ldots v_n), \quad \mathbf{R} = \mathrm{col}(r_0, r_1, \ldots, r_n)$$

— векторы, представляющие функции v, r; $\mathcal{H}$ — матрица коэффициентов, являющихся каждый комбинацией значений $h(\gamma_l, \gamma_s)$ и коэффициентов квадратурных формул.

Вычисление реакции для каждой новой возбуждающей функции состоит в умножении вектора на матрицу.

Проиллюстрируем изложенное на простом примере (рис. 1). Возбуждающая функция для обоих вариантов имеет одинаковую структуру (разрывы в точках $\gamma_0, \gamma_2, \gamma_4$). Для точки γ_0 с учетом вида $v(\cdot)$ из рис. 1 имеем

$$r_0 = bv_0 + \int_C h(\xi, \gamma_0) v(\xi)\, d\xi = \int_{\gamma_0}^{\gamma_2} h(\xi, \gamma_0) v(\xi)\, d\xi +$$

$$+ \int_{\gamma_2}^{\gamma_1} h(\xi, \gamma_0) v(\xi)\, d\xi + bv_0.$$

Применяя для каждой из интегралов формул Симпсона, получаем

$$r_0 = bv_0 + \frac{l}{3}(h(T) v_0^+ + 4h(T-l) v_1 + h(T-2l) v_2^- +$$

$$+ h(T-2l) v_2^+ + 4h(T-3l) v_3 + h(T-4l) v_4^-),$$

где l — шаг сетки.

Строка $\mathcal{H}_0$ матрицы $\mathcal{H}$ имеет вид

$$\mathcal{H}_0 = \frac{l}{3}[h(T),\ 4h(T-l),\ h(T-2l),\ h(T-2l),$$

$$4h(T-3l),\ h(T-4l)].$$

В вектор V входит пара значений v в точке γ_2:

$$V = \mathrm{col}(v_0^+, v_1, v_2^-, v_2^+, v_3, v_4^-).$$

Для точки γ_1 приходится рассматривать уже три интеграла с непрерывными подынтегральными выражениями:

$$r_1 = bv_1 + \int_{\gamma_0}^{\gamma_1} h(\xi, \gamma_1) v(\xi)\, d\xi + \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} h(\xi, \gamma_1) v(\xi)\, d\xi +$$

$$+ \int_{\gamma_2}^{\gamma_4} h(\xi, \gamma_1) v(\xi)\, d\xi.$$

Первые два из них не имеют промежуточных точек и для аппроксимации их можно либо применить квадратурную формулу более низкого порядка (формулу трапеции) либо использовать гладкое продолжение за область интегрирования. Чтобы осуществить второе, достаточно гладко продолжить аргумент функции h, так как сама h непрерывна. Разумеется, продолжение не должно выводить за область непрерывности v. Используя такое продолжение, можно применить для первых двух интегралов половинную формулу Симпсона:

$$I_1 \approx \frac{l}{12}(5h(\gamma_0, \gamma_1) v_0 + 8h(\gamma_1^-, \gamma_1) v_1 - h(x) v_2^- =$$

$$= \frac{l}{12}(5h(l)\, v_0^+ + 8h(0) v_1 - h(-l) v_2^-);$$

$$I_2 \approx \frac{l}{12}(-h(x) v_0 + 8h(\gamma_1^+, \gamma_1) v_1 + 5h(\gamma_2, \gamma_1) v_2^-) =$$

$$= \frac{l}{12}(-h(T+l) v_0 + 8h(T) v_1 + 5h(T-l) v_2^-);$$

$$I_3 = \frac{l}{3}(h(T-l) v_2 + 4h(T-2l) v_3 + h(T-3l) v_4^-).$$

В обоих случаях неопределенная величина x выбиралась так, чтобы гладко продолжить аргумент h в область интегрирования. Объединяя последние выражения, получаем

$$\mathcal{H}_1 = \frac{l}{12}[5h(l) - h(T+l),\ 8(h(0) + h(T)),\ -h(-l) +$$

$$+ 5h(T-l),\ 4h(T-l),\ 16h(T-2l),\ 4h(T-3l)].$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

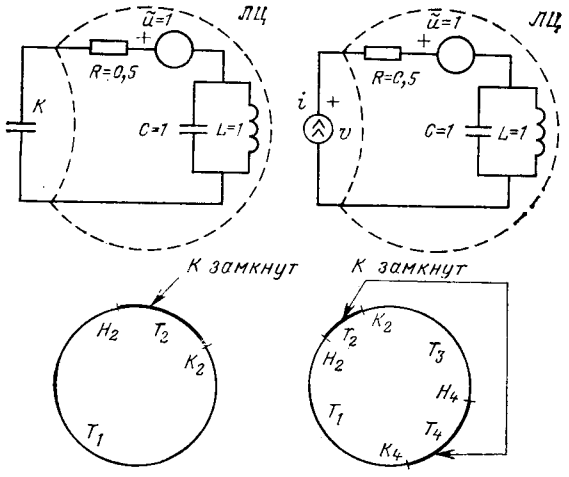


Рис. 2. Вычисление процесса в полной цепи ($ЛЦ+K$). Рассматривается вначале $ЛЦ$ с пробным источником тока. Затем используются уравнения соединений ($УС$), определяемые диаграммой переключений. На рисунке показано два варианта диаграммы

Совершенно аналогично могут быть получены остальные $\mathcal{H}_k$. Для цепи рис. 1 $h(t)=\frac{1}{2}(\cos t+\sin t)=\frac{\sqrt{2}}{2}\sin(t+\pi/4)$. Подставляя в формулы для $\mathcal{H}_0$ и $\mathcal{H}_1$ значения $h(t)$, получаем

$$\mathcal{H}_0=\frac{\pi\sqrt{2}}{2}[-0{,}707107;-0{,}34642;\ -0{,}965926;$$
$$-0{,}965926;\ -4;\ -0{,}965926$$

$$\mathcal{H}_1=\frac{\pi\sqrt{2}}{288}[4{,}830125;\ 0,\ 0;\ -4{,}830125;\ -3{,}4641;$$
$$-15{,}454816;\ -4].$$

Для первого варианта вектор $\mathbf{V}$, аппроксимирующий возбуждающую функцию, имеет значение $\mathbf{V}=(2,\ 2,\ 2,\ 1,\ 1,\ 1)$, так что $r_0=-1{,}0000257$; $r_1=0{,}3535626$, (точное значение $r_0=-1$).

Для второго варианта $\mathrm{V}=(2;\ 1;\ 5;\ 1;\ 0;\ 0,\ 5;1)$ и $r_0=-0{,}6505253$;

Интегральное уравнение для цепи с ключом. Цепь рис. 2 — простейший представитель изучаемого здесь класса. Если возбудить ее линейную часть пробным источником тока, то реакцию можно выразить интегральной формулой

$$v(\gamma)=bi(\gamma)+u(\gamma)+\int_C h(\xi,\ \gamma)\,i(\xi)\,d\xi. \qquad (11)$$

Применительно к полной цепи возбуждение (11) — есть уравнение линейного двухполюсника, накладывающее одну связь на пару неизвестных входных функций i, v. Вторую связь накладывают уравнения соединений (УС), осуществляемых ключом K. Если последовательность переключений имеет простейший вид (одно изменение состояния на периоде, рис. 2), то УС таковы:

$$i^1=0,\ v^2=0. \qquad (12)$$

Здесь $i^1=i/T_1$, $v^2=v/T_2$ — сужения функций i, v на интервалы T_1, T_2. В (12) не указываем значений аргумента, так как эти равенства выполняются для всех значений его из области определения. Запишем уравнение (11) отдельно для интегралов T_1, T_2:

$$v^1(\gamma)=bi^1(\gamma)+u^1(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)\,d\xi+$$
$$+\int_{T_2} h(\xi,\ \gamma)\,i^2(i^2(\xi)\,d\xi;$$

$$v^2(\gamma)=bi^2(\gamma)+u^2(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)+\int_{T_2} h(\xi,\ \gamma)\,i^2(\xi)\,d\xi.$$

Подставляя в последние выражения значения i^1, v^2 из (12), получаем

$$0=bi^2(\gamma)+u^2(\gamma)+\int_{T_2} h(\xi,\ \gamma)\,i^2(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_2; \qquad (13)$$

$$v^1(\gamma)=u^1(\gamma)+\int_{T_2} h(\xi,\ \gamma)\,i^2(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_1. \qquad (14)$$

Первое из этих соотношений есть линейное интегральное уравнение для неизвестного «отрезка» функции i^2; второе — формула для вычисления v^1 по известной базисной переменной i^2.

Если последовательность переключений имеет более сложный вид, вместо одного интегрального уравнения получается система уравнений. Для второй диаграммы переключений рис. 2 УС таковы:

$$v^1=v/T_1=0;\ v^3=v/T_3=0;\ i^2=i/T_2=0;\ i^4=i/T_4=0. \qquad (15)$$

Из этих УС и (11) подобно уравнению (13) следуют выражения:

$$\left.\begin{aligned}0&=bi^1(\gamma)+u^1(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)\,d\xi+\\&+\int_{T_3} h(\xi,\ \gamma)\,i^3(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_1;\\0&=bi^3(\gamma)+u^3(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)\,d\xi+\\&+\int_{T_3} h(\xi,\ \gamma)\,i^3(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_3.\end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

Эта пара образует систему уравнений для неизвестных «отрезков» i^1, i^3 функции i. Когда базисные функции вычислены из (15), можно найти дополняющие функции:

$$\left.\begin{aligned}v^2(\gamma)&=u^2(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)\,d\xi+\\&+\int_{T_3} h(\xi,\ \gamma)\,i^3(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_2;\\v^4(\gamma)&=u^4(\gamma)+\int_{T_1} h(\xi,\ \gamma)\,i^1(\xi)\,d\xi+\\&+\int_{T_3} h(\xi,\ \gamma)\,i^3(\xi)\,d\xi,\ \gamma\in T_4.\end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

Общий путь численного решения функциональных уравнений, таких как (13) или (15), включает в себя дискретизацию, т. е. переход от исходного бесконечномерного функционального пространства к конечномерному аппроксимирующему пространству, и последующее численное решение конечномерной задачи

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

[12—14]. Подходящим для нашей задачи методом решения является метод квадратурных формул (или «механических квадратур» [12]) — обращение того способа, которым выше решалась прямая задача. Рекомендации по выбору сетки и квадратурных формул относятся и к решению обратной задачи.

После дискретизации из (13) получается система линейных алгебраических уравнений

$$(b\mathbf{E}+\mathscr{H}^{2,2})\ \mathbf{I}^2+\mathbf{U}^2=0, \qquad (17)$$

где $\mathbf{I}^2=\mathrm{col}\ (i_0, i_1, \ldots, i_m)$, $\mathbf{U}^2=\mathrm{col}\ (u_0, u_1, \ldots, u_m)$ — векторы, аппроксимирующие функции i^2, u^2; $\mathscr{H}^{2,2}$ — матрица коэффициентов, получаемых как при решении прямой задачи.

После дискретизации (14) получаем

$$\mathbf{V}^1=\mathbf{U}^1+\mathscr{H}^{2,1}\mathbf{I}^2. \qquad (18)$$

Рассмотрим простой численный пример для рис. 2. Пусть $T=3\pi/2$, $T_2=\pi/12$, а сетка для T_2 состоит из двух граничных точек $\gamma_0=H_2$, $\gamma_1=K_2$. При указанных на рис. 2 параметрах $h(t)=\frac{\sqrt{2}}{2}\sin(t+\pi/4)$, $b=0{,}5$, $u(t)=u(t)=1$. Каждый из векторов $\mathbf{I}^2$, $\mathbf{U}^2$ состоит из двух элементов $\mathbf{I}^2=\mathrm{col}(i^+_0, i^-_1)$, $\mathbf{U}^2=\mathrm{col}(1,1)$. Применяя формулу трапеций, получаем

$$\int_{\gamma_0}^{\gamma_1} h(\xi, \gamma_0)\, i(\xi)\, d\xi = \pi/24\left(h(T)\, i^+_0 + h\left(T-\frac{\pi}{12}\right) i^-_1\right);$$

$$\int_{\gamma_0}^{\gamma_1} h(\xi, \gamma_1)\, i(\xi)\, d\xi = \pi/24\,(h(\pi/12)\, i^+_0 + h(0)\, i^-_1);$$

$$\mathscr{H}^{2,2}=\frac{\pi}{24}\begin{bmatrix} h(T) & h(T-\pi/12) \\ h(\pi/12) & h(0)\end{bmatrix}.$$

далее, после подстановки численных значений

$$b\mathbf{E}+\mathscr{H}^{2,2}=\begin{bmatrix} 0{,}4345502 & -0{,}0801593 \\ 0{,}0400796 & 0{,}5327249\end{bmatrix}.$$

Решение системы (17) с такой матрицей имеет вид

$$i^+_0=2{,}6112573;\quad i^-_1=1{,}6806837.$$

Несколько отклоняясь от темы, заметим, что интегральное уравнение с СФПР может быть получено и для цепи с произвольной резистивной нелинейной ветвью вместо ключа K, например, такой $-v_в=ki^3_в$. Учитывая, что $v_в=v$, $i_в=-i$ после подстановки в (11) получаем нелинейное интегральное уравнение:

$$ki^3+bi+u+\int_C hi=0. \qquad (19)$$

После дискретизации получается система нелинейных алгебраических уравнений.

Переключения по условию и коммутационные особенности. Чтобы отобразить практические задачи анализа схем с тиристорами или диодами, наряду с безусловными переключениями надо рассматривать и переключения, моменты которых определяются условием, зависящем от описывающих переменных. Например, в рассмотренной в первой части задаче положение момента включения H_2 могло задаваться условием $v(H^-_2)=0$. В общем случае условие переключения сравнивает линейную комбинацию описывающих функций с постоянной величиной или с функцией времени. Пусть для каждого значения H_2 из некоторого отрезка существует T-периодический режим. Тогда для каждого значения H может быть записана система уравнений относительно вектора $\mathbf{X}$, аппроксимирующего базисную функцию

$$\mathbf{MX}=\mathbf{U} \qquad (20)$$

с неособенной матрицей $\mathbf{M}$. В частности, в предыдущем примере

$$\mathbf{M}=b\mathbf{E}+\mathscr{H}^{2,2},\ \mathbf{U}=\mathbf{U}^2,\ \mathbf{X}=\mathbf{I}^2.$$

Элементы $\mathbf{M}$, $\mathbf{U}$, а вместе с ними и $\mathbf{X}$, являются функциями момента переключения H_2. Если при изменениях H_2 деформировать сетку гладко, то эти функции будут непрерывными и дифференцируемыми. Каждое из значений, описывающих функции и любая линейная комбинация их могут быть выражены с точностью до погрешности аппроксимации через базисный вектор $\mathbf{X}$, так что проаппроксимированное условие переключения в общем случае имеет вид

$$\mathbf{DX}=\mathbf{d}. \qquad (21)$$

Элементы матрицы-строки $\mathbf{D}$ и столбец $\mathbf{d}$ также могут зависить от H_2. Уравнения (20) и (21) при фиксированном H_2 образуют переопределенную систему алгебраических уравнений, линейную по $\mathbf{X}$. Эта система имеет решение только в том случае, если дополнительное уравнение (21) является линейной комбинацией основных уравнений [15], или иначе

$$\det\begin{bmatrix}\mathbf{M} & \mathbf{U} \\ \mathbf{D} & \mathbf{d}\end{bmatrix}=0. \qquad (22)$$

Последнее уравнение является нелинейным алгебраическим уравнением для момента H_2. После вычисления H_2 из (22) по (20) может быть вычислено $\mathbf{X}$ и т. д. В случае, если имеется m моментов переключения, то $\mathbf{D}$ в (21) становится прямоугольной матрицей размерностью $m\times n$, а $\mathbf{d}$ — столбцом $m\times 1$. В этом случае (22) может быть записано в виде

$$\mathrm{rang}\begin{bmatrix}\mathbf{M} & \mathbf{U} \\ \mathbf{D} & \mathbf{d}\end{bmatrix}=n,$$

или, в развернутом виде (матрица $\mathbf{M}$ всегда неособенна!):

$$\det\begin{bmatrix}\mathbf{M} & \mathbf{U} \\ \mathbf{D}_i & \mathbf{d}_i\end{bmatrix}=0,\ i=1, 2, \ldots, m.$$

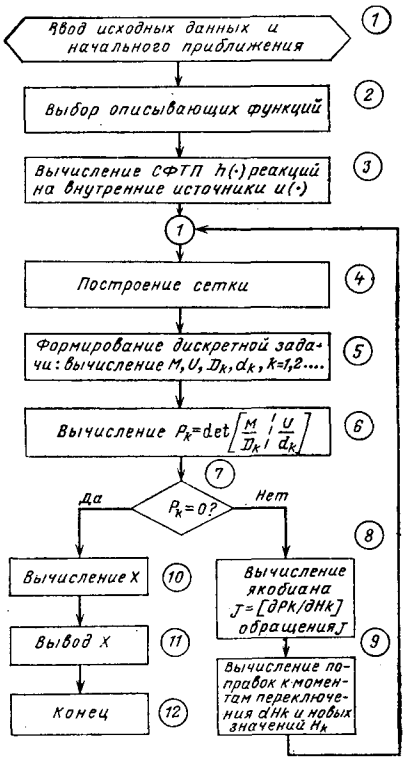


Рис. 3. Структурная схема программы для решения задач с переключениями по условию. H_k — момент переключения, определяемый k-ым условием

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Для решения (22) может использоваться метод Ньютона — Рафсона или другой метод решения нелинейных алгебраических уравнений. В любом случае в ходе итераций несколько раз выбирается сетка, формируется и приводится к треугольному виду матрица **M** и выполняется умножение по формуле (20), так что фактически при итерациях вычисляется несколько промежуточных решений, не удовлетворяющих условиям переключений. Заметим, что вид системы уравнений (20) — (22) для задачи с переключением по условию является общим. Он обусловлен самим характером задачи, и к нему приводит не только метод интегральных уравнений, но и другие методы [2].

На рис. 3 представлена структурная схема программы для ее решения. Характер использования условий переключения таков, что требуется существование решения системы уравнений для множества положений моментов переключения, образующего окрестность «истинного» момента. Из-за этого приходится сталкиваться с коммутационными особенностями. Так, если цепь рис. 4 является моделью схемы с тиристором, то в окончательном решении, удовлетворяющем условию $i(K)=0$, δ-импульсы отсутствуют. Однако в ходе поиска K по структурной схеме рис. 3 в промежуточных расчетах фигурируют и режимы с $i(K)\neq 0$, т. е. режимы с δ-импульсом в переменной v. Переходя к численному анализу, сначала нужно исключить их интегральным преобразованием переменных:

$$\tilde{v}(\gamma)=\int_{\theta}^{\gamma} v(\xi)\,d\xi. \qquad (23)$$

Это преобразование имеет особую точку θ, и применяя его к непрерывной на цикле C функции, лишь бы ухудшили ее (прежняя переменная v непрерывна, а новая переменная $\tilde{v}$ имеет разрыв в точке θ). Однако преобразование (23) применяется только к обобщенным функциям, содержащим δ-импульсы, а в этом случае качество улучшается: от неограниченной функции v приходим после преобразования к ограниченной функции. Рассмотрим преобразование интеграла

$$I=\int_{C} h\rho\circ(\xi,\ \gamma)\,v(\xi)\,d\xi \qquad (24)$$

при переходе от v к $\tilde{v}$ по формуле (23).

Если в «особой точке преобразования» θ функция v ограничена, то из области интегрирования можно удалить окрестность точки θ, не изменяя величину интеграла

$$I=\int_{\theta^+}^{\theta^-} h\circ\rho(\xi,\ \gamma)\,v(\xi)\,d\xi.$$

На отрезке $(\theta^+,\ 0^-)$ преобразование (23) можно обратить:

$$v(\xi)=(\tilde{v}(\xi))',\ \xi\neq\theta.$$

Пусть в точке γ функция v ограничена. Выполним подстановку и разделим область интегрирования:

$$I=\int_{\theta^+}^{\gamma^-} h\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}'(\xi)\,d\xi+\int_{\gamma^+}^{\theta^-} h\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}'(\xi)\,d\xi.$$

Каждое из этих двух слагаемых может быть преобразовано интегрированием по частям:

$$I=h\circ\rho(\gamma^-,\ \gamma)\tilde{v}(\gamma^-)-h\circ\rho(\theta^+,\gamma)v(\theta^+)+h\circ\rho(\theta^-,$$

$$\gamma)\tilde{v}(\theta^-)-h\circ\rho(\gamma^+,\ \gamma)\tilde{v}(\gamma^+)+\int_{\theta^+}^{\gamma^-}\frac{d}{d\xi}h\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi-$$

$$-\int_{\gamma^+}^{\theta^-}\frac{d}{d\xi}h\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi.$$

По правилу дифференцирования сложной функции имеем

$$\frac{d}{d\xi}h\circ\rho(\xi,\ \gamma)=h'\circ\rho(\xi,\ \gamma)\ \frac{d}{d\xi}\ \rho(\xi,\ \gamma)=-h'\circ\rho(\xi,\ \gamma),$$

Кроме того,

$$\tilde{v}(\theta^+)=0,\ \rho(\gamma^-,\ \gamma)=0,\ \rho(\gamma^+,\ \gamma)=T,\ \rho(\theta^-,\ \gamma)=$$
$$=\rho(\theta^+,\ \gamma)=\rho(\theta,\ \gamma).$$

Поскольку $\tilde{v}$ в точке γ ограничена,

$$\tilde{v}(\gamma^-)=\tilde{v}(\gamma^+)=\tilde{v}(\gamma),$$

и после подстановки получаем

$$I=[h(\circ)-h(T)]\tilde{v}(\gamma)+h\circ\rho(\theta,\ \gamma)\tilde{v}(\theta^-)+$$

$$+\int_{\theta^+}^{\gamma^-}h'\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi+\int_{\gamma^+}^{\theta^-}h'\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi.$$

Учитывая еще раз ограниченность $\tilde{v}$ и h в точке γ, можно придать последнему выражению окончательный вид:

$$I(\gamma)=b\tilde{v}(\gamma)+h\circ\rho(\theta,\ \gamma)\tilde{v}(\theta^-)+\int_{C}h'\circ\rho(\xi,\ \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi.$$

Функция $\tilde{v}$ является ограниченной, так что задача с коммутационной особенностью получает после преобразования тот же вид, что был получен ранее для задачи без такой особенности. В роли функции h выступает здесь h'; в роли коэффициента b — разность $[h(0)$ и $h(T)]$. Появившийся дополнительно член $h_0\rho(\theta,\ \gamma)\ \tilde{v}(\theta^-)$, компенсирующий внесенный из-за интегрального преобразования разрыв, процедуру решения по существу не изменяет.

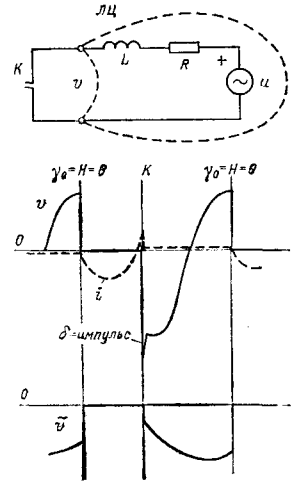


Рис. 4. Цепь с коммутационной особенностью. Если слева от момента выключения ток не равен нулю, напряжение v содержит δ-импульс. Переменная $\dot{v}$ везде ограничена

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рассмотрим уравнения цепи рис. 4 при простейшей диаграмме переключений, указанной на рис. 2. Особую точку преобразования θ удобно совместить с моментом замыкания ключа $\gamma_0 = H_2$. В этом случае из $v(\gamma) = 0$, с моментом замыкания ключа $\gamma_0 = H_2$. В этом случае из $v(\gamma) = 0$, $\gamma \in T_1$ следует, что $\tilde{v}(\gamma) = 0$, $\gamma \in T_1$. Как и ранее, $i(\gamma) = 0$, $\gamma \in T_2$. Таким образом, уравнения соединений по форме не изменились, лишь v заменено на $\tilde{v}$. Интегральное уравнение для $\tilde{v}$ имеет вид:

$$0 = b\tilde{v}(\gamma) + u(\gamma) + h(\gamma_0, \gamma)\tilde{v}_0^- + \int_{T_1} h' \circ \rho(\xi, \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi, \tag{25}$$

и решается так же, как (13). В случае более сложной последовательности переключений (например, два переключения за период) удобно ввести несколько особых точек преобразования. В этом случае в выражении для $I(\gamma)$ появляются члены, компенсирующие каждый «внесенный» разрыв:

$$I(\gamma) = [h(0) - h(T)]v(\gamma) + \sum_i h(\theta_i, \gamma)v_i^- + \int_C h' \circ \rho(\xi, \gamma)\tilde{v}(\xi)\,d\xi.$$

И здесь удобно совмещать точки θ_i с моментами включения. Заметим, что функцию h' можно вычислить непосредственно по формуле

$$h'(t) = \mathbf{L}[\mathbf{E} - \Phi(T)]^{-1}\Phi(t)\,\bar{\mathbf{A}}\mathbf{B}.$$

Метод интегральных уравнений рассматривался выше как средство для численного решения с помощью ЦВМ. Разумеется, возможны различные уровни использования ЦВМ с бо́льшим или меньшим участием пользователя в решении задачи. Изложенное выше в достаточной мере иллюстрирует возможности метода интегральных уравнений и применение его на слабо формализованном уровне, когда за пользователем, кроме подготовки исходных данных, остаются выявление особенностей, выбор описывающих функций, составление уравнений и построение сетки. Сам по себе метод интегральных уравнений обладает достаточной общностью, чтобы можно было автоматизировать и эти этапы. Однако для реализации этой возможности нужно гораздо детальней проработать системные вопросы и вопросы численного анализа подобно тому, как это сделано уже применительно к моделированию цепей [16, 17]. Задачи поиска периодических режимов достаточно часто встречаются на практике, что оправдывает выполнение таких работ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Тафт В. А.** Электрические цепи с переменными параметрами. — М.: Энергия, 1968.

2. **Ленченко В. В.** Метод непосредственного расчета установившихся режимов вентильных преобразователей. — ЭП. Преобразовательная техника, 1980, вып. 3(122).

3. **Гильберт Д., Курант Р.** Методы математической физики, т. I. — М.: ГИТТЛ, 1951.

4. **Михлин С. Г.** Интегральные уравнения. — М.: ОГИЗ, 1949.

5. **Розенвассер Е. Н.** Колебания нелинейных систем. — М.: Наука, 1969.

6. **Розенвассер Е. Н.** Периодически нестационарные системы управления. — М.: Наука, 1973.

7. **Нейман Л. Р., Демирчан К. С.** Теоретические основы электротехники, т. I. — М.: Энергия, 1974.

8. **Бессонов Л. А.** Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1978.

8. **Толстов Ю. Г.** Теория цепей. — М.: Высшая школа, 1978

10. **Беллман Р.** Введение в теорию матриц. — М.: Наука 1969.

11. **Хемминг Р.** Численные методы. — М.: Наука, 1972.

12. **Гавурин М. К.** Лекции по методам вычислений. — М.: Наука, 1971.

13. **Михлин С. Г., Смолицкий Х. Л.** Приближенные методы решения дифференциальных и интегральных уравнений. — М.: Наука, 1965.

14. **Верлань А. Ф., Сизиков В. С.** Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ. — Киев: Наукова думка, 1978.

15. **Ланкастер П.** Теория матриц. — М.: Наука, 1978.

16. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Алгоритмы анализа электронных схем. — М.: Советское радио, 1976.

17. **Чуа Л. О., Пен-Мин-Лин.** Машинный анализ электронных схем. — М.: Энергия, 1980.

[19.05.82

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Из опыта работы

УДК 621.314.224.8.012.8

О параметрах схемы замещения трансформаторов тока при прямоугольной аппроксимации характеристики намагничивания

ВОСКРЕСЕНСКИЙ А. А., ЧЕРВЯКОВ Л. Н.

Горький

Расчет трансформаторов тока (ТТ) для релейной защиты выполняется с допущением о равномерном распределении индукции по длине магнитопровода. Это приводит к существенным расхождениям расчетных значений и опытных данных для ТТ несимметричных конструкций. Учет этого явления можно осуществить, если параметры схемы замещения определить по результатам измерений в рабочем режиме ТТ.

Использование метода физического моделирования для учета распределения индукции [1] возможно лишь при полном геометрическом подобии модели и реальной конструкции ТТ. Кроме того, потребуется построение групп обобщенных характеристик для каждой совокупности конструкций ТТ. Метод, основанный на представлении реальной кривой намагничивания прямоугольной безгистерезисной характеристикой намагничивания (ПХН), более удобен, как менее трудоемкий и не требующий большого объема исходной информации.

Натурные испытания на стенде больших токов НИЦ ВВА Бескудниково позволяют уточнить определение параметров схем замещения реальных конструкций ТТ. Рассмотрению этого вопроса посвящена настоящая статья. Причем имеются в виду ТТ в схемах релейных защит, для которых кривые предельной кратности находятся не по току намагничивания, а по предельной индукции, обычно равной 1,7—1,8 Тл.

Связь сопротивления вторичной цепи и погрешностей ТТ по универсальным характеристикам метода ПХН [2] следует из условия

$$A_z = \frac{z_{sн}}{m_1 z_2}$$

при арифметическом суммировании сопротивлений ветви вторичного тока z_2 и нагрузки $z_н$,

$$z_н = \frac{z_{sн}}{m_1 A_z} - z_{т2}, \qquad (1)$$

где $z_{sн}$ — номинальное сопротивление насыщения, равное полному сопротивлению ветви вторичного тока, при котором сердечник ТТ с ПХН находится на грани насыщения при номинальном первичном токе; $z_{т2}$ — модуль сопротивления вторичной обмотки в схеме замещения ТТ; m_1 — расчетная кратность первичного тока; A_z — обобщенный параметр режима, численно равный отношению э. д. с. насыщения к действующему значению вторичной э. д. с., которая имела бы место, если бы сердечник ТТ не насыщался. При определенном угле сопротивления ветви вторичного тока обобщенный параметр режима однозначно определяет значения всех видов погрешностей ТТ. При нормированной для релейной защиты полной погрешности $\varepsilon=10\%$ и угле сопротивления $\cos\varphi_н=0{,}8$ параметр режима $A_z=0{,}9$.

Сопротивление насыщения может быть определено по паспортным данным ТТ [2]

$$z_{sн} = \frac{4{,}44 f w_2^2 S B_n}{I_{1н} w_1}, \qquad (2)$$

где f — частота; w_1; w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток; S — сечение стали магнитопровода; $I_{1н}$ — номинальный первичный ток; B_n — условная индукция насыщения, принимаемая при определенной напряженности магнитного поля, соответствующей переходу индукции за «колено» кривой намагничивания (150 А/м). Для типовой кривой намагничивания, используемой на практике, $B_n=1{,}65$ Тл.

Сопротивление насыщения для реального ТТ лучше определять непосредственно из характеристики холостого хода по напряжению $U_{(H=150\ А/м)}$ при токе намагничивания $I_0 = Hl/w_2 = (150\,l)/w_2$, отнесенному к номинальному вторичному току,

$$z_{sн} = \frac{U_{(H=150\ А/м)}}{I_{2н}}, \qquad (3)$$

где l — длина средней линии.

Потоки рассеяния обеих обмоток ТТ, проходя частично по воздуху, частично по стали, создают значительную неравномерность индукции вдоль средней линии магнитопровода и как следствие, местные насыщения стали [3]. При этом намагничивающий ток а, следовательно, и погрешности ТТ зависят не только от сопротивления контура вторичного тока, но и от насыщения отдельных участков магнитопровода. В расчетной Т-образной схеме замещения это выражается в виде зависимости сопротивления ветви вторичного тока ТТ от режима работы: кратности первичного тока, погрешности и т. д. [4].

Независимо от режима работы активное сопротивление вторичной обмотки ТТ определяется ее геометрическими размерами. Для определения индуктивного сопротивления вторичной обмотки известен ряд методов. В некоторых из них индуктивное сопротивление находится в режимах, отличающихся от рабочего, в других — по параметрам токов в рабочем режиме. В [5] показаны принятые в практике заводов-изготовителей независимые от режимов работы методы измерений и методы расчета. Зависимость сопротивлений обмоток от режима работы и методы определения индуктивности по параметрам токов подробно рассмотрены в [6]. В [3] на основании экспериментальных исследований предложена схема замещения, учитывающая изменение состояния насыщения магнитопровода ТТ в рабочем режиме.

В простейшей аппроксимации по ПХН явление местных насыщений можно учесть при определенных условиях как изменение углов коммутации в схеме замещения с ПХН при постоянстве расчетного сопротивления ветви вторичного тока ТТ. В таком представлении влияние местных насыщений выявляется как зависимость сопротивления насыщения $z_{sн}$ от кратности первичного тока при постоянстве полной погрешности, сопротивления ветви вторичного тока ТТ и угла сопротивления нагрузки. Как показал анализ опытных данных по более чем 100 ТТ типов ТВ, ТВТ, ТПЛ, ТФН, ТРН при постоянных $\varepsilon=10\%$, $\cos\varphi_н=0{,}8$, зависимость $z_{sн}=f(m_1)$ имеет линейный характер. Угол наклона этой прямой α связан с конструкцией ТТ. Для ТТ, у которых отсутствуют потоки рассеяния, выходящие за пределы стали магнитопровода, сопротивление насыщения не зависит от тока.

Для полученной зависимости из (1) можно записать:

$$z_н = \frac{z_{sн}(1 - m_1 \operatorname{tg}\alpha)}{m_1 A_z} - z_{т2} = \frac{z_{sн}}{m_1 A_z} - \left(\frac{z_{sн}\operatorname{tg}\alpha}{A_z} + z_{т2}\right).$$

Обозначив

$$\frac{z_{sн}\operatorname{tg}\alpha}{A_z} + z_{т2} = z_{р.т}, \qquad (4)$$

где $z_{р.т}$ — расчетное сопротивление, в схеме замещения ТТ с ПХН, выраженное как модуль комплексного числа с углом сопротивления, равным углу сопротивления нагрузки, получим:

$$z_н = \frac{z_{sн}}{m_1 A_z} - z_{р.т}. \qquad (5)$$

Из изложенного следует, что каждому определенному упомянутыми выше условиями режиму работы в схеме замещения ТТ с ПХН соответствует определенное значение сопротивления $z_{р.т} \geqslant z_{т2}$, при которой результаты расчетов будут отвечать заданным условиям.

При известном сопротивлении насыщения $z_{sн}$ для определения сопротивления ветви вторичного тока достаточно иметь информацию по одному режиму, подтвержденному опытом измерений. Для расчетов нагрузок в схемах релейной защиты такой информацией может быть установленная ГОСТ-7746-78 гарантированная предельная кратность тока $K_{10г}$, при которой полная погрешность ТТ не будет превышать 10% при номиналь-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ной нагрузке с углом сопротивления $\cos\varphi_н=0{,}8$. В этом случае из (5) следует:

$$z_{р.т}=\frac{z_{sн}}{0{,}9K_{10г}}-z_{н.ном},$$

где $z_{н.ном}$ — номинальная нагрузка ТТ.

Определенные таким образом по одной точке гарантированной заводами-изготовителями предельной кратности $K_{10г}$ параметры $z_{р.т}$ в (5) сохранят принимаемый в расчетах по методу эквивалентных синусоид запас по отношению к экспериментальным значениям, полученным при типовых испытаниях. При уточнении методики расчетов необходимость такого запаса (обычно 20—30%), ведущего к увеличению сечения контрольных кабелей, сомнительна.

Более точно можно определить параметры по двум измерениям кратности K_{10} в рабочем режиме ТТ. При этом не имеет существенного значения соотношение сопротивлений нагрузок при измерении (например, при $z_{н.ном}$ и 0,5 $z_{н.ном}$ или $2z_{н.ном}$), а должно соблюдаться лишь равенство полной погрешности и угла сопротивления нагрузки. Исключение составят лишь шинные ТТ, где допустимая кратность ограничена некоторым значением, после которого уменьшение сопротивления нагрузки не приводит к увеличению допустимой кратности.

Параметры схемы замещения ТТ с ПХН по опыту двух измерений $K_{10\text{-}1}$ и $K_{10\text{-}2}$ и соответственно сопротивлению нагрузок $z_{н1}$ и $z_{н2}$ следуют из соотношений:

$$z_{р.т.}=\frac{z_{н1}K_{10\text{-}1}-z_{н2}K_{10\text{-}2}}{K_{10\text{-}2}-K_{10\text{-}1}}; \qquad (6)$$

$$z_{sн}=0{,}9K_{10\text{-}1}(z_{н1}+z_{р.т})=0{,}9K_{10\text{-}2}(z_{н2}+z_{р.т}). \qquad (7)$$

Ниже приведен пример расчета параметров ТТ типа ТФНР 35 500/5.

Найденные из опыта параметры схемы замещения окажутся верными при расчетах в режимах, совпадающих с условиями этого опыта. Применение найденных параметров в условиях, отличных от расчетных, внесет некоторую погрешность. В расчетах ТТ при больших погрешностях параметры изменятся и должны быть заданы другими значениями.

Уточнение параметров схемы замещения ТТ с ПХН позволяет применить этот метод для расчета допустимых нагрузок ТТ, работающих в схемах релейной защиты, при полном согласовании расчетов со значениями, гарантируемыми заводами-изготовителями. Реализация метода исключает необходимость выдачи индивидуальных для каждого трансформатора тока кривых предельной кратности и повысить точность расчетов.

Пример. Трансформатор тока типа ТФНР 35 500/5 имеет следующие технические данные: $K_{10н}=20$; $z_{н.ном}=1{,}2$ Ом; $S=26{,}2$ см^2; $l=86$ см; $w_2=200$; $w_1=2$.

При испытаниях для $\varepsilon=10\%$ и $\cos\varphi_н=0{,}8$ получены следующие кратности первичных токов: $z_{н1}=4{,}2$ Ом, $K_{10\text{-}1}=10$; $z_{н2}=1{,}09$ Ом, $K_{10\text{-}2}=23{,}5$.

Используя выражение (6), определим $z_{р.т}=1{,}21$ Ом.

По выражению (7) $z_{sн}=48{,}7$ Ом.

Для контрольной точки с нагрузкой $z_{н3}=2{,}0$ Ом; $K_{10\text{-}3}=17$ из выражения (1) получим $z_н=1{,}97$ Ом.

Погрешность определения расчетной нагрузки $\Delta=1{,}5\%$.

По характеристике холостого хода при токе $I_0=0{,}65$ А $U_{(H=150\text{ А/м})}=225$ В.

Тогда по выражению (3) $z_{sн}=45{,}0$ Ом.

При номинальной нагрузке ТТ $z_{н.ном}=1{,}2$ Ом расчетная предельная кратность $K_{10}=22{,}5$, что несколько выше указываемой в информационных материалах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Стогний В. С., Розога В. В., Черненко В. А.** Условия подобия и физическое моделирование трансформаторов тока в установившихся и переходных режимах. — Электричество, 1970, № 10.

2. **Казанский В. Е.** Трансформаторы тока в устройствах релейной защиты и автоматики. — М.: Энергия, 1978.

3. **Пуйло Г. В., Расторгуева Т. Е., Шевченко Е. П.** Об электромагнитном процессе в схеме замещения трансформаторов тока. — Электричество, 1979, № 10.

4. **Добродеев К. М., Тимонин В. К.** Взаимное влияние сердечников трансформаторов тока. — Электрические станции, 1976, № 2.

5. **Бачурин Н. И.** Трансформаторы тока. — М. — Л.: Энергия, 1964.

6. **Добродеев К. М.** Экспериментальные методы определения индуктивных сопротивлений обмоток трансформаторов тока. — Изв. вузов. Электромеханика, 1971, № 4.

[16.12.81]

УДК 621.316.1.064.1

Однофазные замыкания на землю в воздушных линиях электропередачи 10 кВ на железобетонных опорах

ЗАБЕЛЛО Е. П. (Минск), КОНДРАТЬЕВ М. П. (Витебск), кандидаты техн. наук

Замыкания на землю воздушных линий ВЛ напряжением 6—10 кВ являются наиболее распространенным видом замыканий [1]. Остаются нерешенными еще многие вопросы повышения надежности ВЛ 10 кВ на железобетонных опорах ввиду, на наш взгляд, недостаточной изученности характера протекания во времени процессов замыкания на землю с различным удельным сопротивлением грунта и последствий этих замыканий.

При замыкании на землю одной из фаз сети с изолированной нейтралью имеет место смещение нулевой точки на величину $\dot{U}_{OO'}$, в комплексной форме определяемую, согласно [2], как

$$\dot{U}_{OO'}=\frac{\dot{E}_AY_A+\dot{E}_BY_B+\dot{E}_CY_C}{Y_A+Y_B+Y_C}, \qquad (1)$$

где $\dot{E}_A$, $\dot{E}_B$, $\dot{E}_C$ — комплексы фазных э. д. с. питающей сети; Y_A, Y_B, Y_C — проводимости фаз приемника.

В рассматриваемом случае приемником являются емкости неповрежденных фаз относительно земли и емкостно-активная нагрузка замкнутой на землю фазы C через сопротивление R.

$$Y_A=\frac{1}{\omega C_A},\quad Y_B=\frac{1}{\omega C_B},\quad Y_C=$$

$$=\sqrt{\frac{1}{(\omega C_C)^2}+\frac{1}{R^2}}=\frac{1}{\omega C_CR}\sqrt{\omega^2C_C^2+R^2}. \qquad (2)$$

Напряжения на фазах приемника энергии относительно земли:

$$\dot{U}_A=\dot{E}_A-\dot{U}_{OO'};\ \dot{U}_B=\dot{E}_B-\dot{U}_{OO'};\ \dot{U}_C=\dot{E}_C-\dot{U}_{OO'}. \qquad (3)$$

В выражении (2) значения $\omega C_A=\omega C_B=\omega C_C$ приняты одинаковыми из-за симметричности расположения проводов. Значение R переменно ввиду замыкания на контур различного сопротивления.

На диаграмме рис. 1 приведен характер смещения нулевой точки при изменении R в пределах от 0 до бесконечности. Это

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

смещение проходит по дуге окружности с диаметром OC. На диаграмме (например, для точки O'_1) суммарный ток в фазе C, замыкаемой на землю, разложен на составляющие I_a и I_e. При отсутствии замыкания $I_a=0, I_{e0}=U_\Phi \frac{7{,}58}{\lg D_{ср}/r} l \cdot 10^{-6}$ А, при замыкании через $R\approx 0$, $I_e=0$, $I_a=3I_{e0}$, где $D_{ср}$ — среднее геометрическое расстояние между осями проводов, r — внешний радиус провода, l — протяженность электрически связанных линий.

Для большей наглядности и анализа характера изменения величин и направлений I_a, I_e, I_Σ концы векторов указанных токов соединены кривыми.

Ввиду переменного сопротивления заземления (оно определяется сопротивлением опоры, переходным сопротивлением опора — грунт и сопротивлением грунта) нулевая точка векторов напряжений смещается в процессе замыкания фазы по траектории, близкой к приведенной в диаграмме на рис. 1. Однако скорость и направление смещения точки можно определить только опытным путем.

В «Витебскэнерго» были организованы специальные полевые испытания [1], в процессе которых проведено 14 опытов однофазных замыканий на землю через железобетонную опору ВЛ 10 кВ.

На рис. 2 и 3 приведены схемы расположения приборов при испытаниях, упрощенная эквивалентная схема замещения при замыкании одной фазы на землю (для наглядности — без трансформаторов тока и напряжения) и схема включения регистрирующих приборов. На схеме рис. $3R_{оп}$ — сопротивление железобетонной опоры; $R_{з1}$ — переходное сопротивление опора — грунт и сопротивление растеканию тока в радиусе 80 см вокруг опоры; $R_{з2}$, $R_{з3}$ — сопротивления растеканию тока на участках 80—160 и 160—240 см от опоры. Киловольтметры V_1, V_2, V_3 для измерения фазных напряжений питающей линии были установлены на питающей подстанции в ячейке трансформатора напряжения; вольтметры V_4, V_5, V_6 для измерения напряжений прикосновения и шагового и амперметр A для определения тока через опору были подключены по схеме, приведенной на рис. 2, непосредственно на площадке, где проводились опыты. Глубина забивки электродов для подключения вольтметров V_4—V_6 составила 2,5 м. Для измерения температуры грунта был установлен термоуказатель ТС-100 на границе опора — грунт на глубине 0,2 м.

Характеристики использованных приборов приведены в табл. 1.

При замыкании фазы путем включения масляного выключателя на питающей линии система автоматического повторного включения была выведена, регулировка емкостных токов осуществлялась изменением конфигурации сетей и их протяженности. Сопротивление заземлений изменялось забивкой электродов, а также установкой опор в грунт с различным сопротивлением.

В табл. 2 приведены исходные данные при проведении опытов.

При проведении первого опыта опора была смонтирована без дополнительного заземляющего контура. На диаграмме напряжений (рис. 4,*а*) приведено полученное изменение во времени фазных напряжений на поврежденной и неповрежденной фазах, из которых видно, что через 1 ч после начала замыкания фазные напряжения выравниваются, а ток замыкания приближается к нулю. В начале опыта отсутствовали какие-либо внеш-

[1] В испытаниях принимали участие инж. Дмитриев В. Н., Прохоров В. М., Соротокин М. С.

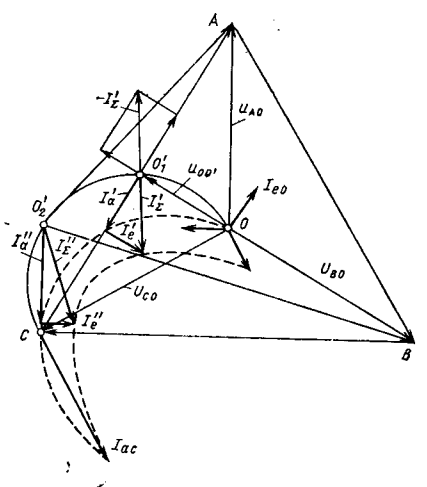


Рис. 1. Диаграмма смещения нулевой точки при однофазных замыканиях на землю в сети с изолированной нейтралью

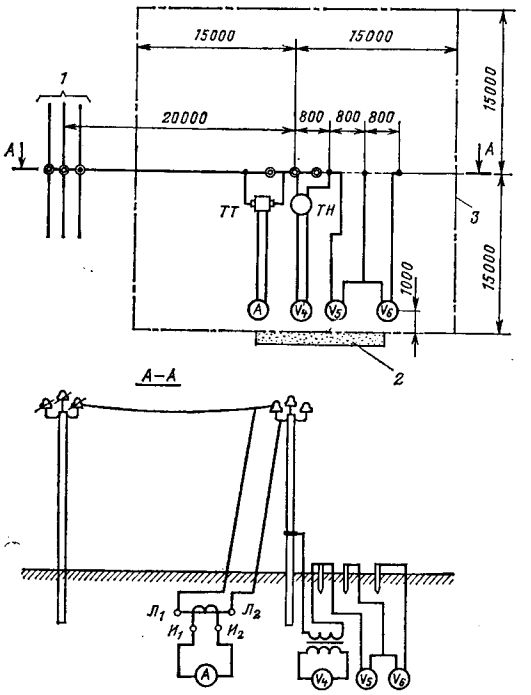


Рис. 2. Схема расположения и подключения приборов при испытании

1 — действующая ВЛ 10 кВ; 2 — площадка для снятия показаний приборов; 3 — инвентарное ограждение

Таблица 1

Прибор	Обозначение на схемах рис. 2 и 3	Тип	Класс точности
Киловольтметр		С-96	2,5
Трансформатор тока	*TT*	ТПЛМ-10 75/5	0,5
Трансформатор напряжения	*TH*	НОМ-10	0,5
Вольтметр	V_5, V_6	АВО-5м	0,5
Вольтметр	V_4	Э-59	0,5
Амперметр	*A*	Э-59	0,5
Термоуказатель		ТС-100	2,5

Таблица 2

№№ опыта	Емкостный ток сети I_c, А	Удельное сопротивление грунта и опоры ρ, Ом·м	Сопротивление заземл. контура *R*, Ом	Грунт	Температура, °С	
					воздуха	почвы
1	36,0	240	80	суглинок	+18	+11
2	36,0	»	30	»	»	»
3	7,0	»	50	»	»	»
4	18,2	»	»	»	»	»
5	28,0	»	»	»	»	»
6	28,0	»	80	»	»	»
7	35,0	2800	340	песок	+20	»
8	36,0	»	280	»	»	»
9	7,0	»	300	»	»	»
10	7,0	»	280	»	»	»
11	24,0	»	70	»	»	»
12	24,0	»	300	»	»	»
13	7,0	240	17	суглинок	»	»
14	24,0	240	17	»	»	»

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

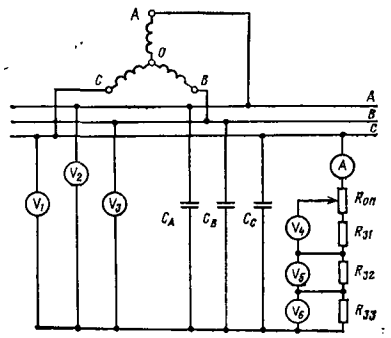


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения при замыкании фазы на землю

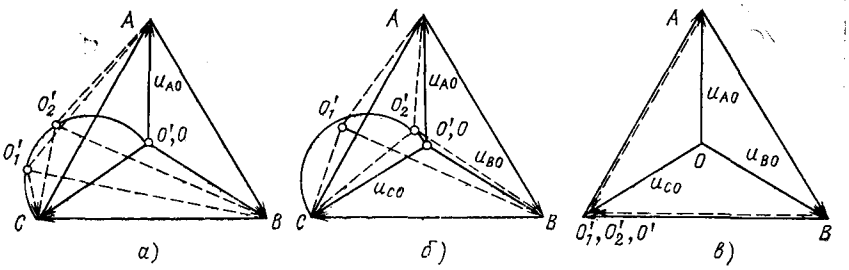


Рис. 4. Диаграммы напряжений в сети при замыкании на землю через различные сопротивления

а — опыт *1*; *б* — опыт *12*; *в* — опыт *14*; O'_1 — нулевая точка в момент замыкания; O'_2 — то же через 10 мин; O' — то же через 1 ч.

ние признаки замыкания на землю. Через 7 мин термостат зафиксировал резкое повышение температуры грунта возле опоры, ввиду высыхания грунта появилось парение.

Через 15 мин после начала опыта температура грунта возле опоры превысила 100°С, началось горение дуги в грунте, наблюдались ее выхлопы из земли, языки пламени, был отчетливо слышен треск бетона. Через 20 мин интенсивность горения грунта возле опоры снизилась, и через 1 ч никаких внешних признаков замыкания на землю не наблюдалось и приборами не фиксировалось.

После снятия напряжения и откапывания грунта на полное заглубление опоры грунт на расстоянии 5—10 см вокруг опоры превратился в золу со шлаковыми спеками, слипшимися с бетоном. На опоре образовались каверны диаметром до 5 см.

При проведении опыта 2 было забито 4 электрода, составившие заземление контура с сопротивлением 30 Ом. Характер изменения тока, напряжения прикосновения и напряжения в сети не изменился, только напряжение на фазах восстановилось через 2 ч. Подсыхание грунта и горение дуги начинается у электродов и затем — у опоры. В процессе опыта контур заземления сгорает, на бетоне опоры появляются каверны диаметром до 10 мм.

При уменьшении емкостного тока сети (опыты *3* и *4*) до 18,2 и 7 А и контуре заземления опоры, с сопротивлением равным 50 Ом, ток замыкания на землю практически не меняется во времени (табл. 3), напряжение на поврежденной фазе составляет 0,2—0,3 кВ, а напряжение прикосновения — 165—500 В, т. е. является опасным.

Конечные результаты опытов *5* и *6* аналогичны результатам опытов *1* и *2*, т. е. напряжение на поврежденной фазе к концу опыта восстанавливается почти до фазного в нормальном режиме (табл. 3), напряжение прикосновения остается опасным на протяжении всего опыта (рис. 5).

Опыты *7—12* проведены на опорах, установленных в грунте с высоким удельным сопротивлением, с применением контура заземления (опыты *8, 10, 11*) и без контура (*7, 9, 12*). Во всех опытах (результаты замеров в табл. 3, *а* по опытам *1, 12, 14* — на рис. 4) напряжение прикосновения остается опасным, токи замыкания на землю снижаются незначительно, напряжение на замкнутой фазе или восстанавливается (опыты *7, 8, 12*), или снижается до нуля (опыты *9—11*).

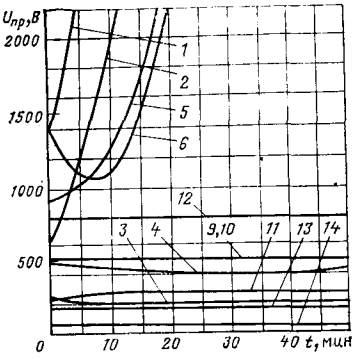
Ввиду того, что эквивалентная схема замещения упрощена, например, не учтено сопротивление грунта на участке питающая подстанция — точка замыкания, в табл. 3 приведены данные, не согласующиеся с диаграммой рис. 1, построенной для идеального случая, т. е. полной симметрии напряжений и нулевом сопротивлении грунта.

Температура грунта возле опоры колеблется в пределах от 50 до 100°С в зависимости от тока замыкания. Внешние признаки замыкания во всех опытах *7—12* отсутствуют.

Опыты *13—14* (см. табл. 3 и рис. 4,*в*) проведены в условиях с малым удельным сопротивлением грунта (200 Ом·м), устройством заземляющего контура (17 Ом) и при емкостных токах 7 и 24 А. При этом напряжение прикосновения снизилось до 30 В (опыт *13*), шаговые напряжения незначительны. Прибор на питающей подстанции фиксируют отсутствие напряжения в

Таблица 3

№№ опыта	Время от начала опыта, мин	Напряжения, В						Ток замыкания, А
		Прикосновения, В	Шаговое, В		На поврежденной фазе, кВ	На поврежденных фазах, кВ		
			80—160 см от опоры	160—240 см от опоры		фаза А	фаза В	
3	0	220	37,5	18,5	0	10,7	10,7	7,05
	50	165	35,0	17,5	0,2	10,7	10,8	7,05
	280	165	35,0	17,5	0,3	10,7	10,8	7,05
4	0	500	89	46	0,2	10,7	10,8	17,6
	50	400	90	46	0,2	10,7	10,8	17,6
	240	400	90	46	0,2	10,7	10,8	17,6
5	0	850	180	68	1,0	10,7	10,9	27,0
	30	5500	64	10	4,6	7,5	10,2	6,0
	200	5650	5,0	1,0	5,0	5,8	9,5	0,3
7	0	3600	1100	288	4,5	8,7	10,8	9,0
	30	4250	1050	300	5,5	6,4	10,2	6,75
	50	4000	1280	340	5,7	6,4	10,1	6,3
9	0	500	120	44	1,0	10,0	10,6	6,75
	45	500	130	44	0	9,7	9,8	6,9
	75	500	130	44	0	9,7	9,8	6,9
11	0	260	40	12,5	0	9,7	9,7	7,05
	90	300	35	12,5	0	9,7	9,7	7,2
	160	300	35	12,5	0	9,7	9,7	7,2
12	0	800	150	28,5	4,5	6,7	10,5	6,9
	210	810	140	27,5	6,2	6,2	6,3	7,05
	240	810	140	27,0	6,2	6,2	6,3	7,05
13	0	30	15	10	0	9,9	9,9	7,05
	30	30	15	10	0	9,9	9,9	7,05
	150	30	15	10	0	9,9	9,9	7,05
14	0	165	34,5	28,5	0	9,8	9,8	24,0
	35	165	33	28,0	0	9,8	9,8	24,0
	200	165	33	18,0	0	9,8	9,8	24,0



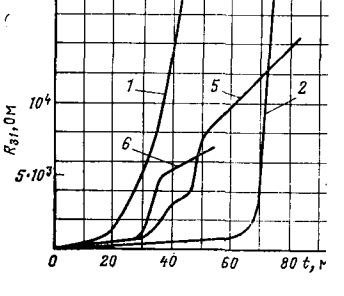


Рис. 5. Изменение напряжения прикосновения в зависимости времени, прошедшего с момента замыкания. Цифрами на кр вых обозначены номера опытов.

Рис. 6. Изменение во времени переходного сопротивления о ра — грунт и сопротивления растеканию тока в радиусе 80 от опоры. Цифрами на кривых обозначены номера опытов

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

поврежденной фазе в течение всего опыта, опоры не повреждаются, нагрев в зоне опора — грунт отсутствует.

Из-за подсыхания грунта и его спекания при протекании тока замыкания на землю в ряде случаев (рис. 6) сопротивление переходного сопротивления опора — грунт $R_{з1}$ резко увеличивается.

Испытания на механическую прочность опор, подверженных действию однофазного тока замыкания, показали, что разрушающий момент составил 60—80% разрушающего момента для исправной стойки.

Таким образом, при любых значениях емкостных токов сети 6—10 кВ на железобетонных опорах с сопротивлениями заземлений 15 Ом и выше напряжение прикосновения остается опасным в течение всего времени однофазного замыкания на землю. Особую опасность для окружающих и для обслуживающего персонала представляют случаи замыкания в сети с большими (более 20 А) токами замыкания на землю.

Наряду с комплексом мероприятий по повышению изоляционных характеристик железобетонных опор 6—10 кВ (замена изоляторов, простых траверс на изолированные, компенсация емкостных токов), рекомендованных решениями Минэнерго СССР, следует разработать надежные устройства сигнализации о замыкании на грунт с высоким удельным сопротивлением.

При отсутствии компенсации в линиях с емкостным током более 20 А их следует немедленно отключать при однофазных коротких замыканиях и включать только после перевода части линий на питание от другой подстанции. Приближение к железобетонным опорам и прикосновение к ним без специальных мер защиты недопустимо.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Лихачев Ф. А.** Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. — М.: Энергия, 1971.

2. **Рябков А. Н.** Электрические сети и системы. — М.: Госэнергоиздат, 1960.

[01.02.82]

УДК 621.316.92

Устройства защиты от волновых перенапряжений в емкостных генераторах импульсных токов

ВАКОРИН А. А., РТИЩЕВ В. М., РЫБИН В. Н.

Емкостные накопители, используемые в качестве генераторов больших импульсных токов (ГИТ), широко применяются в научных исследованиях.

Для получения минимальной индуктивности, определяющей коэффициент использования, накопители собираются из значительного числа однотипных ячеек, подключенных параллельно нагрузке. Каждая ячейка содержит несколько десятков малоиндуктивных конденсаторов, подключенных кабелями или шинами к коммутатору, от которого к нагрузке отходит кабельная линия. На рис. 1 представлена развернутая схема замещения ГИТ, в которой две ячейки показаны электрической схемой соединений, а остальные ячейки — условно подходящими кабельными линиями; $C_я$ — эквивалентная емкость параллельно соединенных у коммутатора конденсаторов; $L_я$ — эквивалентная индуктивность, включающая индуктивности конденсаторов, соединительных элементов и коммутатора с учетом кабельных разделок; $Z_к$ и $l_к$ — волновое сопротивление и длина кабельной линии.

Отличительной особенностью современных ГИТ является то, что эквивалентное волновое сопротивление (единицы — доли ома) всех кабельных линий значительно меньше эквивалентного сопротивления нагрузки $Z_н$. Вследствие этого после срабатывания коммутаторов падающие волны напряжения, распространяющиеся в кабельных линиях, практически полностью отражаются от нагрузки. Это приводит в начальной стадии разряда накопителя к волновым перенапряжениям.

Исследования показывают, что амплитуды волновых перенапряжений U_m значительно превышают зарядное напряжение U_0 накопителя, а коэффициенты перенапряжений $K=U_m/U_0$ изменяются в широком диапазоне в зависимости от конструкции ячейки и характеристики коммутатора. Так, коэффициенты перенапряжений на нагрузке и на источнике (между жилой и оболочкой кабельной линии у коммутатора) изменяются в диапазоне от 1,2—2,4 до 1,1—1,7 при изменении $t_к/\tau_0$ от 5 до 0. Здесь $\tau_0=2l_к/v$ — время двойного пробега; v — скорость распространения волны напряжения в кабельной линии; $t_к$ — отрезок времени, в течение которого сопротивление коммутатора изменяется от $10Z_к$ до значения, на порядок меньшего волнового сопротивления кабельной линии. Амплитуды напряжений вдоль кабельных линий при синхронном срабатывании коммутаторов изменяются линейно от минимального значения на источнике до максимального на нагрузке. Дополнительные расчеты при нормальном законе срабатывания коммутаторов показывают, что амплитуды напряжений в кабельных линиях изменяются в диапазоне $(2—3)U_0$.

Для оценки опасности волновых перенапряжений рассмотрим допустимые коэффициенты перенапряжений, которые применяются при проектировании емкостных накопителей [1]. На выводах

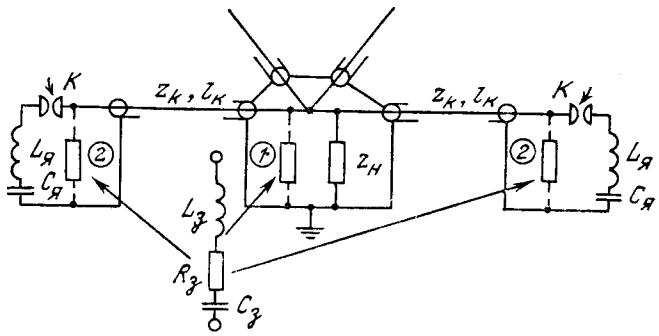


Рис. 1. Электрическая схема емкостного ГИТ с возможными способами установки устройств защиты 1 и 2

конденсаторов максимальное напряжение не должно превышать $1,2U_0$, а перенапряжения на секциях конденсаторов — единиц процентов. Наружная поверхность коммутатора должна выдерживать $(1,5—2)U_0$, а кабельные разделки и изоляции шин нагрузки $2U_0$. Тип кабеля в ГИТ со сроком службы 10^4 импульсов выбирается, исходя из коэффициента перенапряжения $K=1,6—2$.

Сравнение коэффициентов, принимаемых при проектировании, с расчетными, а также опыт эксплуатации отечественных и зарубежных накопителей показывают, что волновые перенапряжения являются опасными для изоляции ГИТ и могут привести как к авариям, так и к существенному снижению срока службы. Так, недостаточный учет волновых перенапряжений приводит к пробою изоляции между жилой и оболочкой кабелей, перекрытию выводов конденсаторов, кабельных разделок, шин и наружной поверхности коммутаторов [1].

Для устранения аварий емкостные ГИТ эксплуатируются при пониженном (на 5—10%) зарядном напряжении, что приводит к снижению вклада запасаемой энергии (до 20%) в нагрузку. Повышение надежности работы накопителей за счет увеличения электрической прочности элементов нерационально по двум основным причинам: увеличение длины разделки кабелей и наружной поверхности коммутатора приводит к существенному увеличению их индуктивности, а увеличение толщины изоляции кабельных линий к росту геометрических размеров электродов, к которым они присоединяются, т. е. возрастают индуктивности коллектора, коммутаторов и т. д. [1]. Это становится особенно существенным с увеличением зарядного напряжения ($U_0 \geqslant 50$ кВ).

Цель данной статьи — исследование возможности повышения надежности работы и энерговклада в нагрузку емкостного ГИТ при ограничении волновых перенапряжений. Ограничение произ-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

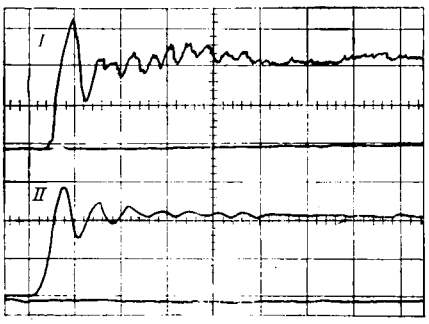


Рис. 2. Напряжения на коммутаторе (*I*), сработавшем с запаздыванием на время $t=0{,}5$ мкс ($t>\tau_0$), и на нагрузке (*II*). Устройство защиты включено у нагрузки. Одно большое деление соответствует 1 мкс

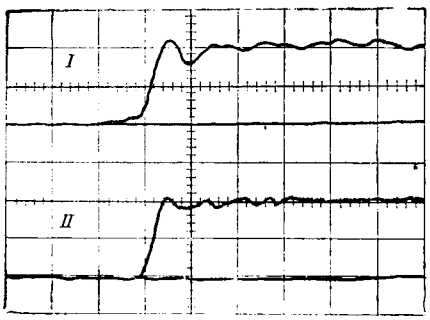


Рис. 3. Напряжения на несработавшем коммутаторе (*I*) и на нагрузке (*II*) при включении устройств защиты у нагрузки и у коммутаторов. Одно большое деление соответствует 1 мкс

зодилось устройствами защиты в виде последовательно соединенных резисторов $R_з$ и конденсатора $C_з$ (*RC*-схемы).

Существуют два основных способа включения устройства защиты в контуре ГИТ: параллельно нагрузке («Защита 1») и между жилой и оболочкой в начале кабельной линии каждой ячейки («Защита 2»). В первом случае эффект ограничения перенапряжений на нагрузке обеспечивается параметрами *RC*-схемы для согласования эквивалентного сопротивления кабельных линий. Основным недостатком этого способа является то, что перенапряжения снижаются до заданного уровня только на нагрузке, но не устраняются до этого же уровня в ячейках, коммутаторы которых не сработали или сработали с запаздыванием, бо́льшим τ_0 (аномальный режим). В пределе у несрабатывающего коммутатора перенапряжения могут достигнуть $2U_0$.

По второму способу перенапряжения на нагрузке уменьшаются до заданного уровня за счет увеличения *RC*-схемой длительности фронта волны, падающей на нагрузку. В аномальном режиме перенапряжения снижаются во всех ячейках до того же уровня, так как при $R_з=Z_к$ у несработавшего коммутатора не будет отраженной волны. Длина кабельной линии $l_к$ в этом способе защиты для ограничения перенапряжений до уровня $1{,}2U_0$, не должна превышать $l_{кm}=10^2L_я/Z_к$, м; размерность $L_я$ — микрогенри, $Z_к$ — омы. При проектировании накопителей с устройством защиты необходимо так выбирать параметры $l_к$, $Z_к$, $L_я$, чтобы выполнялось условие $l_к\leqslant l_{кm}$.

Для ограничения перенапряжений на нагрузке до уровня $K\leqslant 1{,}2$ значение емкости в «Защите 1» в пересчете на одну ячейку и при $R_з\leqslant Z_к$ определяется из выражения

$$C_з = 0{,}05\,\frac{l_к}{Z_к},\ \text{мкФ},$$

где $l_к$ — в метрах, $Z_к$ — в омах.

В «Защите 2» емкость в 1,5 раза больше.

В обоих случаях собственная индуктивность устройства (с учетом индуктивности шин подсоединения) не должна превышать индуктивности ячейки $L_я$ ($L_з\leqslant L_я$), а с учетом конечной скорости срабатывания коммутатора $L_з\leqslant(2\text{—}4)L_я$ при $t_к/\tau_0=1\text{—}2$. Поскольку $C_з\ll C_я$ потери запасаемой энергии в устройствах защиты не превышают единиц процентов.

Ограничение перенапряжений проводилось в действующем накопителе, состоящем из четырех ячеек ($L_я=0{,}03$ мкГн; $Z_к=0{,}5$ Ом; $l_к=22$ м; $t_к/\tau_0=2$). В данном случае $l_к>l_{кm}$, что привело к необходимости установки четырех *RC*-схем у нагрузки и по одной у каждого из коммутаторов. В качестве конденсатора $C_з$ был взят малоиндуктивный конденсатор ИК-50-3 мкФ ($L\leqslant 0{,}04$ мкГн). Поскольку промышленностью не выпускаются высоковольтные малоиндуктивные и низкоомные (доли ом) сопротивления, то активный резистор $R_з$ был собран из нелинейных сопротивлений типа вилит ($d=130$ мм, $h=60$ мм [2]) с эквивалентным сопротивлением 0,6 Ом при $U_0=30$ кВ. Резистор состоял из двух параллельно включенных столбов, в каждом из которых было по три последовательно соединенных вилитовых диска. Между дисками были проложены прокладки из медной фольги, а каждый столб стягивался двумя текстолитовыми шпильками. Последовательно соединенные сопротивления с токопроводящими шинами (медная фольга толщиной 0,1 мм) составляли коаксиальную конструкцию для получения минимальной индуктивности. Собственная индуктивность устройства защиты не превышала 0,11 мкГн. В качестве изоляции были использованы пленкоэлектрокартон и полиэтилен.

При установке устройства защиты только у нагрузки перенапряжения при синхронном срабатывании коммутаторов снизились с уровня $K=1{,}6$ до 1,15 на нагрузке и с 1,3 до 1,1 у коммутаторов. При запаздывании срабатывания одного из коммутаторов на время $t=0{,}5$ мкс ($t>\tau_0$, аномальный режим) коэффициент перенапряжения на нем был 1,6, а на нагрузке — 1,3 (рис. 2).

При дополнительной установке устройств защиты у коммутаторов коэффициенты перенапряжений на нагрузке и на коммутаторах не превышали 1,1, а между жилой и оболочкой кабельных линий $K\approx 1{,}2$ как в нормальном, так и в аномальном режимах разряда (рис. 3).

Достаточно низкие коэффициенты перенапряжений, полученные впервые в практике эксплуатации ГИТ, позволяют считать целесообразным дальнейшее развитие емкостных накопителей с применением относительно простых устройств защиты эффективно ограничивающих волновые перенапряжения. Это позволит в существующих накопителях увеличить надежность, срок службы, энерговклад в нагрузку, а в проектируемых накопителях использовать элементы с более низкой собственной индуктивностью, уменьшить длины кабельных разделок, наружной поверхности коммутаторов, что приведет к уменьшению собственной индуктивности генератора, а следовательно, к увеличению амплитуды и скорости нарастания тока в нагрузке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Техника** больших импульсных токов и магнитных полей. Под ред. В. С. Комелькова. — М.: Атомиздат, 1970.

2. **Вентильные** разрядники высокого напряжения переменного тока/ Д. В. Шишман, А. И. Бронфман, В. И. Пружинина, В. П. Савельев. — Л.: Энергия, 1971.

[11.06.81

УДК 541.64:678.742:539.107

Влияние сильного электрического поля на механическую долговечность полиэтилена

АБАСОВ С. А., КУРБАНОВ М. А., ВЕЛИЕВ Т. М., КУЛИЕВ М. М.

Баку

Ранее нами было показано, что приложение сильного электрического поля к полимерным диэлектрикам при криогенных температурах приводит к заметному уменьшению их механической долговечности [1 и 2]. При этом предполагалось, что причиной уменьшения механической долговечности ($\tau_{зE}$) является возмущение макромолекул процессами, имеющими место в полимере после образования в нем заряженных частиц из-за вторичных явлений (инжекция электронов из электрода, объемные ионизационные процессы и др.), развивающихся под действием сильного электрического поля.

Поэтому для выяснения механизма изменения долговечности полимеров в сильном электрическом поле необходимо в первую очередь определить картину образования и стабилизации в полимерных образцах зарядов, а затем уяснить, каким

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

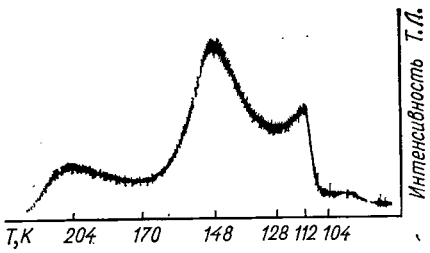


Рис. 1. Кривая ТЛ пленки ПЭ, выдержанного в электрическом поле напряженностью $E=3\cdot10^7$ В/м при 77 К

образом эти заряды могут привести к возмущению макромолекулы, и следовательно, ускорению процесса механического разрушения полимерных диэлектриков при одновременном воздействии приложенного электрического поля.

Образование зарядов и их стабилизация в полимерном диэлектрике при приложении сильного электрического поля исследовались методом термолюминесценции (ТЛ) [3]. В качестве диэлектрика использовалась пленка полиэтилена (ПЭ) высокой плотности, толщиной 60—250 мкм, а значение напряженности электрического поля было выбрано равным $E>10^7$ В/м. Для возбуждения в полиэтиленовой пленке термовысвечивания она выдерживалась под действием электрического поля в среде жидкого азота в течение 10 мин. Скорость нагрева при регистрации термовысвечивания была принята 8 К/мин.

Механическая долговечность ПЭ при одновременном воздействии электрического поля определялась по методике [1] в интервале температур 77—300 К. При этом векторы напряженности электрического поля E и механического напряжения σ были перпендикулярны. Значение E подбиралось таким, чтобы оно не привело к пробою образца. Испытания проводились при приложении к образцу синусоидального напряжения частотой 50 Гц.

На рис. 1 приведена кривая термовысвечивания ПЭ, выдержанного в электрическом поле с напряженностью $E=3\cdot10^7$ В/м. Видно, что кроме начального периода, где наблюдаются кратковременные световые импульсы, на кривой термолюминесценции четко наблюдаются три максимума высвечивания, связанные с процессами высвобождения электронов из ловушек и последующей их рекомбинацией с ионами. Таким образом, результаты исследования термовысвечивания полимеров показывают, что при определенном значении приложенного электрического поля в полимерном диэлектрике образуются и стабилизируются электроны.

Кроме этого, на основе исследования интенсивности излучения ТЛ и изменения механической долговечности полимеров в зависимости от значения E найдено, что уменьшение долговечности наступает при тех напряженностях электрического поля, при которых в образце полимера возбуждается термовысвечивание, т. е. если значение E недостаточно для создания в объеме полимера заряженных частиц, вызывающих ТЛ, то такое поле практически не вызывает уменьшения долговечности (рис. 2).

Напряженность электрического поля, при которой в полимере начинаются процессы образования и стабилизации электронов, можно характеризовать точкой пересечения зависимости логарифма интенсивности термовысвечивания от напряженности поля $\ln I_{ТЛ}=f(E)$ с осью E (рис. 2, кривая *б*). Видно, что минимальное значение напряженности электрического поля, при котором наблюдается уменьшение долговечности ПЭ (рис. 2, кривая *а*), практически совпадает со значением E, вызывающим в нем термовысвечивание (рис. 2, кривая *б*), и это значение составляет примерно $(2\div2{,}5)\cdot10^7$ В/м.

Теперь поясним, каким образом могут влиять на механическую долговечность полимерного диэлектрика заряженные частицы. Здесь можно выделить три механизма воздействия зарядов. Во-первых, образовавшиеся заряды, захваченные различными ловушками и дефектами, своим электростатическим полем могут возмущать химические и межмолекулярные связи полимера. Во-вторых, заряды в условиях действия сильного электрического поля могут освобождаться из ловушек, т. е. выйти

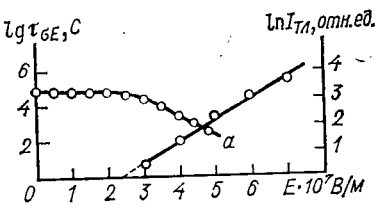


Рис. 2. Зависимости $\lg\tau_{\sigma E}=f(E)$ при $\sigma=75$ МПа и $T=77$ К (кривая *а*), $\ln I_{ТЛ}=f(E)$ для ПЭ (кривая *б*)

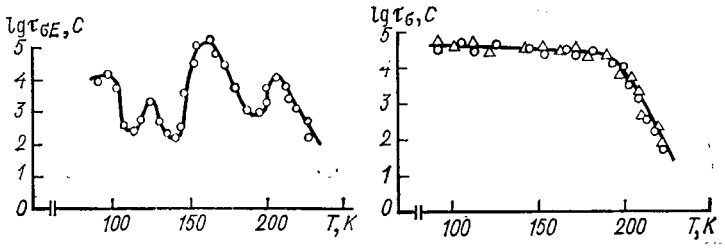


Рис. 3. Зависимость $\lg\tau_{\sigma E}=f(T)$ для ПЭ при $\sigma=55$ МПа в сильном электрическом поле, напряженностью $E=3{,}5\cdot10^7$ В/м

Рис. 4. Зависимость $\lg\tau_{\sigma}=f(T)$ ПЭ при $\sigma=75$ МПа.

Δ — исходная пленка; О — пленка, выдержанная в электрическом поле

из кулоновской сферы действия ловушек, а затем, ускоряясь в поле, динамически возмущать связи макромолекулы. В-третьих, освобожденные электроны могут рекомбинироваться с ионами и энергией, выделяемой при рекомбинации, возмущать макромолекулы.

Для выяснения вклада вышеуказанных механизмов воздействия зарядов была исследована температурная зависимость механической долговечности $\tau_{\sigma E}=f(T)$ выбранного полиэтилена при определенном значении приложенного сильного электрического поля и механического напряжения σ (рис. 3), а также и при $E=0$ (рис. 4). Видно, что при приложении электрического поля на температурной зависимости механической долговечности ПЭ наблюдаются максимумы и минимумы, причем температура возникновения минимумов практически совпадает с температурой возникновения максимумов термолюминесценции (рис. 1), а при $E=0$ экстремальные точки отсутствуют.

Совпадение максимумов термовысвечивания ПЭ с минимумами его механической долговечности свидетельствует о взаимосвязи между процессами высвобождения электронов из ловушек и разрушения ПЭ в условиях действия сильного электрического поля. Действительно, по мере нагревания ПЭ при определенных температурных интервалах в нем «размораживаются» различные молекулярные движения, способствующие развитию процесса опустошения ловушек, приводящего к образованию в его объеме свободных зарядов. Разумеется, часть освобождающихся зарядов рекомбинирует, формируя максимумы высвечивания (рис. 1), а часть их под действием электрического поля ускорится и будет участвовать в процессах возмущения макромолекул и выбивания захваченных зарядов из ловушек, что в итоге приводит к увеличению числа эффективных электронов, возмущающих связи в макромолекулах.

В температурных интервалах, в которых практически не происходит опустошения ловушек или интенсивность этого процесса мала (т. е. электроны в основном стабилизированы в объеме полимера), резкого уменьшения долговечности ПЭ в электрическом поле не наблюдается. Это показывает, что электростатическое воздействие объемных зарядов не является основным фактором в процессе уменьшения механической долговечности ПЭ. Подтверждением этого являются также полученные экспериментальные температурные зависимости долговечности (рис. 4) ПЭ, предварительно выдержанного в сильном электрическом поле ($E=3\cdot10^7$ В/м) при температуре жидкого азота, т. е. для образцов, в объеме которых уже созданы заряды. Видно, что хотя в объеме существуют заряды (по исследованиям ТЛ), механическая долговечность ПЭ без приложения электрического поля, т. е. в случае отсутствия ускоряющего электроны фактора, не изменяется.

По поводу третьего фактора следует отметить, что энергия, выделяемая за счет рекомбинации освобождающихся из ловушек электронов с ионами приводит молекулы полимера в электронно-возбужденное состояние, переход которых в ос-

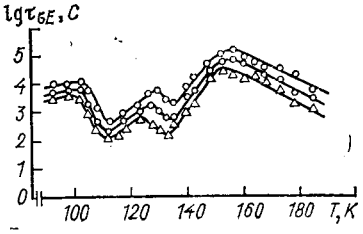


Рис. 5. Зависимость $\lg\tau_{\sigma E}=f(T)$ для ПЭ при различных значениях E в случае $\sigma=61{,}5$ МПа

Δ — $E=3{,}5\cdot10^7$ В/м; ● — $E=3{,}0\times10^7$ В/м; О — $E=2{,}5\cdot10^7$ В/м

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

новное состояние сопровождается интенсивным свечением, наблюдаемым по ТЛ исследованиям. Такое возбужденное состояние, имеющее место в полимере в основном при релаксационных переходах, может привести к уменьшению энергии активации процесса механического разрушения и, следовательно, к снижению его долговечности. Действительно, непрерывное образование под действием электрического поля зарядов в полимере за счет вышеуказанных вторичных процессов может постоянно поддерживать рекомбинационные процессы в нем и, следовательно, процесс выделения световых квантов, возмущающих макромолекулы при определении механической долговечности.

Интересным с точки зрения влияния электрического поля на процессы опустошения ловушек в полимере и изменения его механической долговечности $\tau_{\sigma E}$ являются результаты, полученные по кривой $\tau_{\sigma E}=f(T)$ при различных значениях напряженности электрического поля и σ=61,5 МПа рис. 5). Видно, что с уменьшением значения напряженности электрического поля степень снижения механической долговечности уменьшается. Интересным также является тот факт, что уменьшение значения E сопровождается смещением наблюдаемых максимумов и минимумов в сторону более высоких температур. Зависимость положения максимумов и минимумов на кривой долговечност от значения E свидетельствует, как нам представляется, о влия нии электрического поля на молекулярную подвижность и пр цесс опустошения ловушек в ПЭ.

Таким образом, можно считать, что основной причино изменения механической долговечности ПЭ в сильном электр ческом поле является динамическое возмущение молекулярны связей ускоренными электронами, а также возмущение мол кулы за счет энергии рекомбинационных явлений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Исследование** долговечности политетрафторэтилена в ср де жидкого азота/ С. А. Абасов, М. А. Курбанов, Т. М. Велие и др. — Электричество, 1980, № 12, с. 62—63.

2. **Механическая** и электрическая долговечности политетр фторэтилена при криогенной температуре/ С. А. Абасо М. А. Курбанов, Т. М. Велиев, У. А. Кабулов. — ФТТ, 198 т. 23, № 5, с. 1428—1432.

3. **Гезалов Х. Б., Керимов М. К.** Термолюминесценция п лиэтилена, вызванная сильным электрическим полем. — ВМ краткие сообщ. 1979, т. XXIБ, № 8, с. 598—601.

[24.12.

УДК 621.316.73

Исследование энергоемкости ферромагнитных сердечников

ЮДИН В. В., канд. техн. наук
Рыбинский авиационный технологический институт

Стремление улучшить массогабаритные показатели ферромагнитных устройств и преобразовательной техники ставит перед разработчиками задачу сравнительного анализа энергоемкости ферромагнитных сердечников. Результатам исследований в этой области посвящена предлагаемая статья.

Как известно [1], магнитная энергия, запасенная в единице объема ферромагнитного материала, при заданной индукции в сердечнике B определяется выражением

$$w=\int_0^B H(B)\,dB, \qquad (1)$$

где $H(B)$ — зависимость напряженности магнитного поля от индукции.

Для установления аналитического вида зависимости w от параметров сердечника и свойств ферромагнитного материала воспользуемся аппроксимацией основной кривой намагничивания зависимостью

$$B=\alpha \operatorname{arctg} \beta H, \qquad (2)$$

где α и β — некоторые константы, зависящие от материала.

Как показано в [2], такая аппроксимация применима для многих ферромагнитных материалов.

С учетом (2) из (1) получим

$$w=\int_0^B \frac{1}{\beta}\operatorname{tg}\frac{B}{\alpha}\,dB=\frac{\alpha}{\beta}\ln\left|\sec\frac{B}{\alpha}\right|=\frac{\alpha}{\beta}\ln\left|\sec(\operatorname{arctg}\beta H)\right|=$$

$$=\frac{\alpha}{2\beta}\ln|1+(\beta H)^2|. \qquad (3)$$

Для напряженности магнитного поля, созданного в сердечнике током I, протекающим через обмотку с числом витков N, имеем

$$H=IN/l_c, \qquad (4)$$

где l_c — средняя длина магнитной силовой линии.

С учетом соотношения

$$I=\Delta S_{пр}, \qquad (5)$$

где Δ — плотность тока, протекающего через обмотку;

$S_{пр}$ — площадь поперечного сечения провода этой обмотки, из (4) получим

$$H=\Delta\frac{S_{пр}N}{l_c}. \qquad (6)$$

Введением коэффициента заполнения магнитопровода обмоткой k, определяемого выражением

$$k=S_{пр}N/S_м, \qquad (7)$$

где $S_м$ — площадь окна магнитопровода, преобразуем (6) к виду

$$H=\Delta k\frac{S_м}{l_c}. \qquad (8)$$

Подставив (8) в (3), получим выражение

$$w=\frac{\alpha}{2\beta}\ln\left|1+\left(\beta\Delta k\frac{S_м}{l_c}\right)^2\right|, \qquad (9)$$

устанавливающее зависимость энергии единицы объема ферр магнитного сердечника от его геометрических размеров ($S_м$ l_c), плотности тока Δ и свойств ферромагнитного материал определяемых константами α и β.

Для полной энергии, заключенной в сердечнике, имеем

$$W=\frac{S_c l_c\alpha}{2\beta}\ln\left|1+\left(\beta\Delta k\frac{S_м}{l_c}\right)^2\right|. \qquad (10)$$

где S_c — площадь поперечного сечения сердечника; l_c — средн длина магнитной силовой линии.

Как следует из (10), энергия в сердечнике непрерывно ув личивается при возрастании плотности тока Δ. Однако вслед вне нелинейного характера зависимости (10) чувствительно изменения энергии к изменениям плотности тока, определенн соотношением

$$S=\frac{\partial W}{\partial\Delta}=\alpha\beta k^2\frac{S_c S_м^2}{l_c}\,\Delta\left[1+\left(\beta\Delta k\frac{S_м}{l_c}\right)^2\right]^{-1}, \qquad (11)$$

имеет экстремальный характер, как это показано на рис. 1.

Решением уравнения $\partial S/\partial\Delta=0$ нетрудно проверить, что ма симального значения S_{max} чувствительность достигает при пло ности тока, определяемой выражением

$$\Delta=\frac{l_c}{\beta k S_м}. \qquad (12)$$

При этом из (11) имеем *:

$$S_{max}=\alpha\frac{k S_c S_м}{2}. \qquad (13)$$

Как следует из рис. 1, существенная величина чувствите ности соответствует некоторому интервалу плотности то

* Значение плотности энергии w_s, соответствующее мак муму чувствительности S, как следует из (9) и (12), опреде ется выражением $w_s=\frac{\alpha}{\beta}\frac{\ln 2}{2}$. Значения w_s для различных ф ромагнитных материалов приведены в табл. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

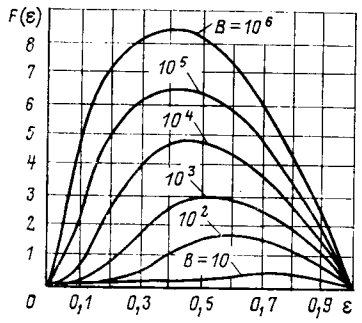


Рис. 2.

$[\Delta_{min}, \Delta_{max}]$. За пределами этого интервала изменение плотности тока не позволяет обеспечивать эффективного управления энергетическими процессами в электромагнитных устройствах. Определим границы интервала плотностей тока Δ_{min} и Δ_{max}. Для этого зададимся величиной

$$p=\frac{S_{min}}{S_{max}}. \qquad (14)$$

Из (11), (13) и (14) получим

$$\Delta_{min}=\frac{l_c}{\beta k S_м}\left(\frac{1-\sqrt{1-p^2}}{p}\right), \quad \Delta_{max}=\frac{l_c}{\beta k S_м}\left(\frac{1+\sqrt{1-p^2}}{p}\right). \qquad (15)$$

Зависимости (15) устанавливают соотношения между параметрами сердечника и плотностью тока.

Конкретизируем зависимость (10) для случая кольцевого ферромагнитного сердечника. Выразим площадь окна $S_м$, площадь поперечного сечения сердечника S_c и среднюю длину магнитной силовой линии l_c через размеры сердечника (наружный диаметр D, внутренний диаметр d, высоту h):

$$S_м=\frac{\pi d^2}{4}; \quad S_c=\left(\frac{D-d}{2}\right)h; \quad l_c=\pi\frac{(D+d)}{2}. \qquad (16)$$

Подставив (16) в (10), для энергии кольцевого сердечника получим

$$W_k=\frac{\pi D^3(1-\varepsilon^2)\xi\alpha}{8\beta}\ln\left|1+\left(\beta\frac{\Delta k D\varepsilon^2}{1+\varepsilon}\right)^2\right|, \qquad (17)$$

где $\varepsilon=\frac{d}{D}$; $\xi=\frac{h}{D}$.

Как следует из (17), энергия кольцевого сердечника W_k монотонно возрастает при увеличении диаметра D. Зависимость же энергии от коэффициента ε носит экстремальный характер. На рис. 2 приведено семейство кривых

$$F(\varepsilon)=\frac{8\beta}{\pi D^3\xi\alpha}W_k=(1-\varepsilon^2)\ln\left|1+A\frac{\varepsilon^4}{(1+\varepsilon)^2}\right|, \qquad (18)$$

характеризующих эту зависимость. При этом принято

$$A=(\beta\Delta k D)^2. \qquad (19)$$

Значение коэффициента $\varepsilon=\varepsilon_{opt}$, при котором энергия сердечника достигает своего максимального значения, определяется параметром A. Зависимость $\varepsilon_{opt}(A)$ приведена на рис. 3. Следует отметить, что на практике отсутствует возможность выбора произвольной величины коэффициента ε, поскольку разработчики ориентируются на стандартные размеры магнитопроводов. Для стандартных размеров наиболее распространенными значениями коэффициентов ε и ξ являются $\varepsilon=0{,}625$; $\xi=0{,}3125$ [3].

Построим зависимость энергии кольцевого ферромагнитного сердечника от его наружного диаметра. При этом полагаем, что

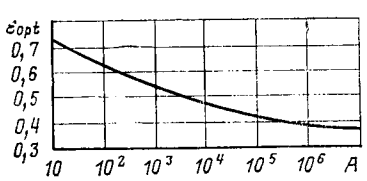


Рис. 3.

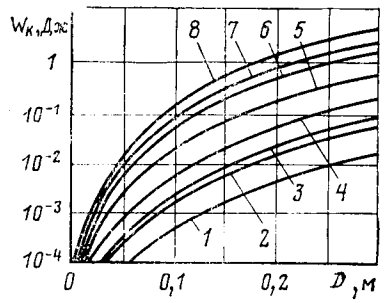


Рис. 4.

сердечник имеет стандартный типоразмер и для него выполняются приведенные выше соотношения. Представим (17) в виде

$$W_k=QD^3\ln|1+GD^2|, \qquad (20)$$

где $Q=\frac{\pi(1-\varepsilon^2)\xi\alpha}{8\beta}$; $G=\left(\frac{\Delta k\varepsilon^2}{1+\varepsilon}\right)^2\beta$.

Подставив в (20) стандартные значения коэффициентов ε и ξ и приняв $\Delta=4\cdot10^6$ (А/м²), $k=0{,}3$, получим

$$Q=7{,}48\cdot10^{-2}\frac{\alpha}{\beta}; \quad G=8{,}32\cdot10^{10}\beta. \qquad (21)$$

Значения констант α и β для некоторых ферромагнитных материалов, полученные в [2], приведены в таблице; здесь указаны вычисленные по формулам (21) значения коэффициентов Q и G.

Материал	α, Тл	β, м/А	Q, Дж/м³	G, Тл	w_s, Дж/м³
Супермаллой	0,44	1,15	0,0285	$9{,}56\cdot10^{10}$	0,133
Пермаллой 50НП	1,02	0,217	0,351	$1{,}81\cdot10^{10}$	1,53
Пермаллой 79НМ	0,484	0,30	0,120	$2{,}50\cdot10^{10}$	0,559
Феррит 2000НН	0,14	0,07	0,149	$5{,}82\cdot10^{9}$	0,693
Феррит 2000МН	0,33	0,025	0,986	$2{,}08\cdot10^{9}$	4,57
Сталь Э42	0,89	0,009	7,39	$7{,}49\cdot10^{8}$	34,3
Сталь Э310	1,01	0,019	3,97	$1{,}58\cdot10^{9}$	18,4
Сталь Э340	0,94	0,013	5,40	$1{,}08\cdot10^{9}$	25,1

Искомые зависимости (20) изображены на рис. 4. Зависимости, соответствующие другим ферромагнитным материалам (другим значениям коэффициентов Q и G) могут быть воспроизведены с помощью микрокалькулятора «Электроника БЗ-21» по разработанной авторами программе. При вычислении по программе вначале в регистры памяти вводят следующие исходные данные: в регистр 2 — коэффициент Q, в регистр 3 — коэффициент G, в регистр 4 — значение шага изменения диаметра, в регистр 5 — значение диаметра, соответствующего начальной точке вычислений. Нажатием клавиши «с/п» производят вычисление энергии сердечника при заданном значении диаметра и определение диаметра для следующего шага вычислений.

Как следует из рис. 4, энергия сердечника существенно зависит от его наружного диаметра во всем диапазоне его возможных значений.

Выводы. 1. Полученное в статье соотношение (10) устанавливает зависимость энергии, заключенной в сердечнике, от его геометрических размеров, плотности тока в обмотке и свойств ферромагнитного материала.

2. Энергия кольцевого сердечника существенно зависит от его наружного диаметра во всем диапазоне его возможных изменений, причем зависимость является монотонной.

3. Зависимость энергии кольцевого сердечника от отношения его внутреннего диаметра к наружному имеет экстремальный характер. Значение оптимальной величины отношения, соответствующего максимуму энергии, зависит от обобщенного параметра (19), учитывающего свойства материала сердечника и его режимно-конструктивные параметры.

4. Чувствительность изменения энергии кольцевого сердечника к изменению плотности протекающего по его обмотке тока существенна лишь для определенного интервала плотностей, определенного соотношениями (15).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Тамм И. Е.** Основы теории электричества. — М.: Наука, 1976.

2. **Об аналитических** аппроксимациях основной кривой намагничивания при решении нелинейных задач теории поля вариационным методом/ П. Л. Глузман, А. И. Дворсон, В. В. Юдин, М. П. Морозов. — «Электричество», 1978, № 12.

3. **Китаев В. Е., Бокуняев А. А.** Расчет источников электропитания устройств связи. — М.: Связь, 1979.

[02.10.81]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сообщения

УДК 621.311:621.398

О повышении эффективности работы устройств телеизмерения энергосистем

МАЙБОРОДА Г. А., СКРЫЛЬ В. Ф.

Киев

Для дискретных по множеству и времени систем телемеханики точность телеизмерений (ТИ) характеризуется статической и динамической погрешностями. Статическая погрешность в основном определяется шагом квантования по уровню и, следовательно, зависит от числа разрядов кода. Динамическая погрешность возникает из-за дискретности отсчетов телеизмеряемых величин, когда действительные значения этих величин, являющихся функциями, непрерывными во времени, заменяются на приемной стороне некоторой воспроизводящей функцией, не совпадающей с действительной. В большинстве случаев, особенно при использовании данных ТИ в системах автоматического регулирования или при обработке информации на ЦВМ, учет динамической погрешности необходим.

В кодо-импульсных системах ТИ, как правило, выполняется ступенчатая аппроксимация, как наиболее просто реализуемая, когда выходной прибор приемника, получив очередное значение измеряемого процесса, сохраняет показания до получения нового значения. При этом под воздействием помех часть переданных отсчетов не воспроизводится. Следовательно, дискретность воспроизведения отсчетов на приемной стороне можно характеризовать некоторой усредненной величиной ΔT, в общем случае отличающейся от времени дискретизации Δt при передаче. Для повышения точности ступенчатой аппроксимации актуальной является задача уменьшения ΔT.

Кроме этого, существует определенная вероятность необнаружения на приемной стороне возникающих из-за помех в канале связи трансформаций сообщений. Возникающие при этом ошибки могут быть соизмеримы с измерением, а воспроизведенный приемником ошибочный отсчет воспринят как информация об аварийной ситуации. Следовательно, наряду с сокращением ΔT важной является задача повышения достоверности и обнаружения ошибочных сообщений, которые могут быть восприняты как аварийные.

Одним из путей решения поставленной задачи (уменьшение ΔT при одновременном повышении достоверности) является применение апертурного контроля принимаемых приемником сообщений. Сущность метода сводится к тому, что полученное на приемной стороне значение параметра сравнивается с последним принятым значением этого же параметра, относительно которого устанавливается полоса допуска — апертура. Ширина полосы допуска выбирается такой, чтобы вероятность выхода значения параметра за время между двумя последовательными отсчетами была достаточно мала. Если новое i-е значение параметра не укладывается в пределы установленного допуска, то предполагаются возможными две ситуации: либо энергосистема находится в аварийном режиме и параметр резко изменился, либо произошла трансформация сообщения под действием помех в канале связи (полученное при этом значение не воспроизводится, вокруг него устанавливается апертура и следующее значение сравнивается с i-м). Воспроизведению подлежит только то значение параметра, которое попадает в апертуру. Таким образом, при непопадании в апертуру образовывается некоторая задержка в воспроизведении, которая позволяет почти полностью исключить воспроизведение сообщений с необнаруженными ошибками, свидетельствующих о ложном аварийном режиме энергосистемы.

Для того чтобы определить трансформацию сообщения в пределах установленного допуска, в кодовую комбинацию вводится некоторая избыточность. Число проверочных разрядов в этом случае меньше, чем при применении обычного алгебраического метода контроля, вследствие того, что число возможных ошибочных комбинаций ограничено шириной апертуры. Поэтому достаточно осуществлять алгебраический контроль только определенного числа младших информационных разрядов кода $n_м$. При этом уменьшается общая длина сообщения n, что снижает время передачи и вероятность искажения сообщения под действием помех. Кроме этого, апертурный контроль уменьшает число необнаруживаемых ошибок, так как их число ограничено апертурой, что повышает достоверность передачи по сравнению с алгебраическим методом, использующим корректурный код с таким же кодовым расстоянием.

Чем меньше апертура, тем меньше алгебраическая избыточность сообщения и соответственно меньше время, требующееся для его передачи. С другой стороны, чрезмерное уменьшение апертуры приводит к увеличению вероятности выхода значения параметра за ее пределы в течение времени между двумя последовательными отсчетами, дополнительной отбраковке сообщений из-за нарушений апертуры и, следовательно, к увеличению Δ

Метод апертурного контроля принимаемых сообщений учитывает статистические особенности телеизмеряемых параметров в энергосистемах, которые характерны тем, что значения соседних отсчетов телеизмеряемого процесса обладают сильными корреляционными связями.

Корреляционные характеристики телеизмеряемых параметров были исследованы для различных величин и режимов. В качестве примера на рис. 1 представлены нормированные функции автокорреляции, рассчитанные по часовым реализациям процесса для перетоков активной мощности по линии 500 кВ Донбасс — Нововоронежская АЭС (кривая *1*), по линии 330 кВ Змиевск

Рис. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

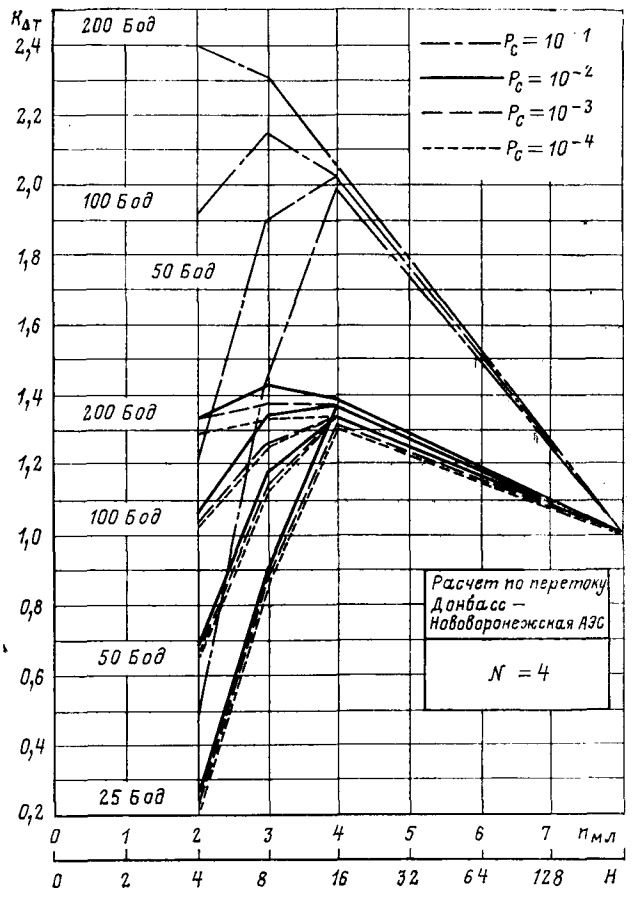


Рис. 2.

ГРЭС — Белгород (кривая 2) и суммарного перетока активной мощности по четырем линиям Юг — Центр (кривая 3). Постоянная времени корреляции для разных параметров колеблется в пределах от 500 до 600 с. Как видно из кривых, приведенных на рис. 1, значение коэффициента корреляции между отсчетами, отстоящими друг от друга на 0,5÷10 с, (такова дискретность отсчетов в большинстве телеинформационных систем, применяемых в энергосистемах) для всех исследуемых параметров весьма близко к единице. Это означает, что значение очередного отсчета для телеизмеряемых параметров в энергосистемах в сильной степени зависит от значения предыдущего отсчета, что дает возможность применить метод апертурного контроля для проверки достоверности сообщений в системах телемеханики, предназначенных для работы в энергосистемах.

Эффективность предложенного метода достигается повышением достоверности передачи за счет уменьшения количества необнаруживаемых комбинаций ошибок, так как последние ограничены шириной апертуры и снижением времени, требующегося для передачи сообщений за счет уменьшения числа проверочных разрядов, т. е. уменьшением времени дискретизации.

Количественно уменьшение времени дискретизации можно характеризовать коэффициентом $K_{\Delta T}$ уменьшения среднего времени дискретизации воспроизведения $\Delta T_{ап}$ при апертурном контроле по сравнению с обычным алгебраическим методом контроля при неизменной скорости передачи символов:

$$K_{\Delta T} = \frac{\Delta T}{\Delta T_{ап}}. \quad (1)$$

Если за время t с дискретностью Δt передано l отсчетов, воспроизведение которых при воздействии помех осуществляется с вероятностью P, то

$$\Delta T = \frac{t}{lP} = \frac{\Delta t}{P}. \quad (2)$$

Аналогично для апертурного контроля

$$\Delta T_{ап} = \frac{\Delta t_{ап}}{P_{ап} P(\Delta t_{ап})}, \quad (3)$$

где $P_{ап}$ — вероятность воспроизведения сообщения при наличии помех и числа символов в сообщении $n_{ап}$, соответствующем апертурному контролю; $P(\Delta t_{ап})$ — вероятность невыхода значения сообщения за пределы апертуры в течение времени $\Delta t_{ап}$.

Определим вероятность P, $P_{ап}$ и $P(\Delta t_{ап})$.

Установим вокруг i-го отсчета функции $x(t)$ зону (апертуру) шириной $2h$ так, чтобы значение x_i находилось в середине зоны. Через какой-либо промежуток времени значение функции $x(t)$ может выйти за пределы установленной зоны. В момент нарушения апертуры зафиксируем новое значение функции — x_l, и опять установим вокруг него такую же зону. Через некоторое время опять может произойти выход значений функции $x(t)$ за пределы зоны.

В [1] показано, что реальные потоки событий m (нарушений апертуры) в нормальных режимах работы энергосистем могут быть описаны пуассоновским потоком:

$$P_m(t) = \frac{(\lambda t)^m}{m!} e^{-\lambda t}, \quad (4)$$

где λ — среднее число нарушений апертуры шириной $2h$ в единицу времени; m — количество нарушений апертуры за время t.

В случае отсутствия событий (m=0)

$$P_0(t) = e^{-\lambda t}. \quad (5)$$

Отсюда вероятность отсутствия событий (m=0) за время между двумя последовательными отсчетами $\Delta t_{ап}$

$$P_0(\Delta t_{ап}) = e^{-\lambda \Delta t_{ап}}. \quad (6)$$

Принятое сообщение считается достоверным, если его значение находится в пределах апертуры. Вновь поступившее значение сравнивается с предыдущим. Таким образом, вероятность воспроизведения отсчета на приемной стороне без учета воздействия помех определяется произведением вероятностей попадания в апертуру во время i-го и $(i-1)$-го отсчетов. С учетом (6)

$$P(\Delta t_{ап}) = e^{-2\lambda \Delta t_{ап}}. \quad (7)$$

Вероятности воспроизведения отсчетов при воздействии помех по алгебраическому и апертурному методам контроля для симметричного двоичного канала с вероятностью искажения символа P_c соответственно

$$P = (1 - P_c)^n; \quad (8)$$

$$P_{ап} = (1 - P_c)^{n_{ап}}. \quad (9)$$

При заданном числе параметров ТИ N и продолжительности передачи символа τ для алгебраического и апертурного методов контроля можно записать:

$$\Delta t = Nn\tau; \quad (10)$$

$$\Delta t_{ап} = Nn_{ап}\tau. \quad (11)$$

С учетом (2), (3), (7)—(11) в окончательном виде

$$K_{\Delta T} = \frac{n}{n_{ап}} (1 - P_c)^{-(n - n_{ап})} e^{-2\lambda N n_{ап} \tau}. \quad (12)$$

Параметр	Интенсивность заявок, λ						
	h=1	h=2	h=3	h=4	h=5	h=6	h=7
Суммарный переток активной мощности Юг-Центр	0,63	0,83	0,032	0,013	0,002	*	*
Переток активной мощности Донбасс—Нововоронежская АЭС	1,08	0,57	0,23	0,15	0,042	0,016	0,006
Частота сети подстанции Ново-Киевская	0,132	0,002	*	*	*	*	*
Переток активной мощности по линии 110 Кв Торьсма—Кузбасс	1,29	0,62	0,32	0,15	0,074	0,035	0,01
Суммарная мощность ТЭЦ г. Новосибирска	0,717	0,032	0,004	0,004	0,001	*	*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Из (12) следует, что при прочих равных условиях $K_{\Delta T}$ зависит от величины λ — среднего числа нарушений апертуры шириной $2h$ в единицу времени.

Для экспериментального исследования интенсивности λ различных параметров ТИ в зависимости от величины h применялось устройство, рассчитанное на ввод информации от действующих устройств телемеханики или аналого-цифровых преобразователей сигналов, поступающих от датчиков ТИ. Устройство подключалось к выходным каналам аппарата, осуществляющего телеизмерение текущих значений параметров с дискретностью 0,5—0,6 с.

В таблице приведены усредненные значения интенсивности нарушений апертуры при различной ее ширине h. В таблице величина h дана в квантах; один квант соответствует 0,4% диапазона изменения параметра ТИ; знак * означает, что интенсивность заявок $\lambda<0{,}001$.

Коэффициент $K_{\Delta T}$, как это видно из выражения (12), в значительной мере определяется отношением $n/n_{ап}$.

Покажем, что для любых корректирующих кодов это отношение больше единицы.

Почти во всех системах телемеханики, применяемых в энергосистемах, используются корректирующие коды с минимальным кодовым расстоянием $d_{min}=4$. Для такого кодового расстояния числа контролируемых информационных и проверочных символов связаны соотношением [2]:

$$n_{пр} \leqslant \{1 + \log_2 [(n_и + 1) + \log_2 (n_и + 1)]\}, \quad (13)$$

где фигурные скобки означают округление значения до ближайшего целого числа в большую сторону.

Для системы с апертурным контролем достоверности выражение (13) можно переписать в виде

$$n_{пр.ап} \geqslant \{1 + \log_2 [(n_{мл} + 1) + \log_2 (n_{мл} + 1)]\}. \quad (14)$$

Так как $n_{мл}<n_и$, то $n_{пр}>n_{пр.ап}$. Учитывая, что $n=n_и+n_{пр}$ и $n_{ап}=n_и+n_{пр.ап}$, получаем

$$\frac{n}{n_{ап}} > 1. \quad (15)$$

Эффективность метода апертурного контроля достоверности зависит от типа применяемого корректирующего кода, так как отношение $n/n_{ап}$ для разных кодов может принимать различные значения. Так, например, для кодов Хэмминга и циклических кодов это отношение меньше, чем для корреляционного кода.

На рис. 2 в качестве примера приведены зависимости $K_{\Delta T}$ от ширины апертуры (числа проверочных символов) для циклических систем с учетом данных таблицы для кодов с защитой повторением и инверсией при различных количествах телеизмеряемых параметров N, скоростях передачи символов и вероятностях искажения символов в канале связи P_c.

Применение апертурного контроля достоверности сообщений, как это видно из примера, позволяет уменьшить среднее время дискретности воспроизводимых отсчетов в зависимости от условий передачи в 1,5—2 раза и более. При чрезмерно малой ширине апертуры коэффициент $K_{\Delta T}$ может принимать значения меньше единицы. При бо́льших значениях ширина апертуры дискретность воспроизводимых отсчетов приближается к дискретности обычного алгебраического метода контроля. Оптимальные значения ширины апертуры, которые соответствуют максимальной эффективности, находятся в пределах от 8 до 16 квантов, что соответствует 3—4 младшим разрядам, проверяемым при помощи корректирующих кодов.

Эффективность применения апертурного контроля возрастает с увеличением скорости передачи символов по каналу связи.

При повышенной вероятности искажений элементарных символов эффективность также возрастает. Следовательно, применение апертурного контроля сообщений особенно эффективно при работе системы телемеханики по каналам связи, имеющим повышенный уровень помех.

Метод апертурного контроля достоверности сообщений может эффективно применяться наряду с другими методами сокращения избыточности, например, в адаптивной системе сбора и передачи оперативной диспетчерской информации в энергосистемах [1]. Уменьшение числа передаваемых символов в сообщении позволяет сократить время обслуживания заявок в этой системе и, следовательно, повысить эффективность ее работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Митюшкин К. Г.** Адаптивная система сбора и передачи оперативной диспетчерской информации в энергосистемах. — Электричество, 1976, № 9.

2. **Цымбал В. П.** Теория информации и кодирования. — Киев: Вища школа, 1977.

[30.03.82]

УДК 621.31:658.562(083.75)

Изменения стандарта на качество электроэнергии

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., доктор техн. наук, **НИКИФОРОВА В. Н.**, канд. техн. наук

ГОСТ 13109—67 «Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии и ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения», был введен для проектных и эксплуатирующих организаций с 1 января 1970 г. Этот стандарт явился первым в мировой практике документом, регламентирующим значения комплекса показателей качества электроэнергии (ПКЭ) по напряжению и частоте. Разработка его в значительной мере связана с именем Н. А. Мельникова и явилась принципиально важным и прогрессивным шагом, направленным на существенное улучшение экономических показателей и надежности работы потребителей, распределительных сетей и основных сетей энергосистем. Внедрение ГОСТ 13109—67 позволило в ряде случаев предотвратить процессы ухудшения качества электроэнергии (КЭ) в узлах энергосистем, городских и промышленных электрических сетях и получить определенный экономический эффект.

Это оказалось возможным в значительной мере благодаря использованию стандарта проектными организациями, разработавшими отраслевые методики расчета ПКЭ, предусматривавшими схемные и иные решения, направленные на обеспечение значений ПКЭ в допустимых пределах.

Однако в процессе использования стандарта выявились определенные недостатки в части технических и организационных требований. Так, например, установленная длительность контроля ПКЭ (один месяц) не была обоснованной в теоретическом плане и во многих случаях была причиной возникновения непреодолимых трудностей при реализации контроля.

В последние годы в мировой электротехнической практике появился ряд нормативных документов, отражающих современные тенденции развития вопросов КЭ (электромагнитной совместимости); из них в первую очередь следует отметить Европейский стандарт EN50.006, а также рекомендации Международного союза по электротермии. Эти документы в некоторых аспектах послужили основой для разработки проектов международных стандартов в области электромагнитной совместимости техническим комитетом № 77. Естественно, что нормы отечественного стандарта должны в той или иной мере соответствовать требованиям уже разработанных и разрабатываемых в настоящее время международных рекомендаций. Таким образом, появилась необходимость корректировки ГОСТ 13109—67 как в части технических, так и организационных требований.

Основные изменения коснулись нормирования колебаний напряжения, продолжительности измерений при контроле качества электрической энергии, регламентации значений ПКЭ, выходящих за допустимые пределы с интегральной вероятностью не более 5%, предельных значений коэффициента несинусоидальности напряжения и коэффициента обратной последовательности, организационных принципов обеспечения и контроля КЭ.

Значительные изменения с учетом рекомендаций МЭК внесены в терминологию КЭ. Так, колебания напряжения в новой редакции стандарта оцениваются размахом изменения напряжения δU, частотой изменения напряжения F и интервалом между следующими друг за другом изменениями напряжения $\Delta t_{jк}$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

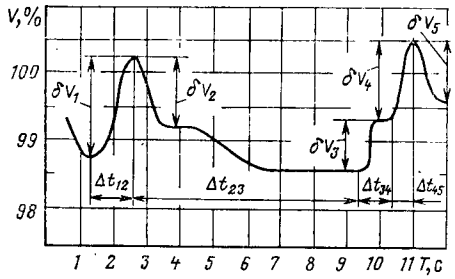


Рис. 1. Размахи изменений напряжения

В отличие от прежнего определения под размахом изменения напряжения понимается разность между следующими друг за другом экстремумами огибающей действующих значений напряжения или соседними экстремумом и горизонтальным участком либо горизонтальными участками (рис. 1).

При принятой ранее в ГОСТ 13109-67 кривой допустимых размахов изменений напряжения в зависимости от частоты изменения или интервала между изменениями при средней частоте изменения напряжения F более 10 1/мин значения δU не зависели от F, что противоречило энергетической сущности процесса зрительного восприятия [1]. Кривая существенно отличалась от зависимостей, полученных в других странах, в частности, от приведенной в стандарте EN50.006, кривой AIEE, а также от зависимости, полученной в МЭИ [2].

В диапазоне частот колебаний, создаваемых прокатными станами, электродуговыми сталеплавильными печами и другими мощными резкопеременными нагрузками эта кривая оказывалась значительно более «жесткой», чем соответствующие зарубежные кривые. Последнее влекло за собой существенное удорожание мероприятий и технических средств, направленных на компенсацию колебаний.

Расчеты показали, что установленная мощность статических компенсирующих устройств для подавления колебаний напряжения с учетом требований ГОСТ 13109—67 в сетях с электродуговыми сталеплавильными печами возрастает в 1,5—2 раза в сравнении со случаем, когда используются нормы EN50.006 или Международного союза по электротермии. Поэтому кривая допустимых значений (рис. 2) была взята на основании материалов AIEE с учетом данных исследований, выполненных в МЭИ [2].

В зарубежной практике для оценки допустимости колебаний на частотах более 1÷2 1/с используется показатель, основанный на энергетических представлениях о зрительном процессе — доза миганий (фликкера). Введение этого или подобного показателя может оказаться целесообразным после проведения соответствующих исследований и разработки методик расчета колебаний напряжения с применением нового показателя. Заметим, однако, что значения ординат кривой рис. 2 соответствуют средней мощности колебаний $(0{,}4 \div 0{,}6\%)^2$, что близко нормам EN50.006; значения напряжения взяты в процентах номинального. Таким образом, использование принятой в новом варианте ГОСТ 13109-67 кривой допустимых значений размахов изменений напряжения от частоты не противоречит энергетической сущности процесса восприятия колебаний и не исключает возможности использования соответствующих критериев оценки их. Для этой цели необходима разработка методик, основанных на требованиях стандарта; в частности, возможно оценивать допустимость колебаний напряжения в зависимости от интервала между последующими колебаниями. При этом, если интервал времени между концом одного колебания и началом следующего, происходящего в том же направлении, менее 0,04 с, эти колебания следует рассматривать как одно; последнее объясняется слиянием ощущений, обусловленных каждым колебанием.

В связи с изложенным редакция п. 2.4 ГОСТ 13109-67 полностью изменена; требования этого пункта относятся только к наиболее массовым потребителям — осветительным приборам в виде ламп накаливания и не распространяются на радиоприборы. Согласно новой редакции допустимые значения размахов изменений напряжения на зажимах осветительных приборов определяются по кривой рис. 2 в зависимости от частоты их повторения или интервала между изменениями напряжения.

Опыт эксплуатации свидетельствует о том, что в сетях промышленных предприятий со спокойной нагрузкой кратковременные, даже весьма значительные снижения напряжений, вызванные, например, коммутацией крупных двигателей в начале и конце рабочего дня или аналогичными процессами, при небольшом числе их (8—10 раз в час) не сказываются в существенной мере на зрительном восприятии людей и работе основного электрооборудования. В то же время стоимость мероприятий для компенсации таких снижений напряжения может быть неоправданно большой. Поэтому в измененном варианте стандарта для таких предприятий установлен период измерения, равный одним суткам; учитывая интегральный характер оценки качества КЭ, удается тем самым сохранить соответствие возникающих колебаний напряжения требованиям ГОСТ 13109-67.

Другим важным изменением, внесенным в стандарт, явилось введение длительностей (периодов) измерений при контроле ПКЭ, дифференцированных для различных ПКЭ и видов электроприемников. Эти длительности могут использоваться и при проектировании сетей энергосистем и распределительных сетей, а также электроустановок. Установление этих периодов основывается на имеющемся достаточно большом статистическом материале и известных результатах обработки его, включающих сведения о характере случайного процесса изменения того или иного ПКЭ и интервалах стационарности [1].

Контроль отклонений напряжения должен производиться в течение одних суток для предприятий с непрерывным производством; одних рабочих и одних нерабочих суток — для предприятий с пятидневной рабочей неделей и узлов энергосистем. В остальных случаях период контроля слагается из двух рабочих и одних нерабочих суток.

Контроль коэффициента несинусоидальности, а также колебаний напряжения в большинстве случаев следует осуществлять в течение одних суток. Исключение составляют сети с обжимными прокатными станами, где достаточным является время, соответствующее 10—12 циклам прокатки, сети со сварочными нагрузками и электродуговыми сталеплавильными печами, где время контроля составляет 30 мин (в последнем случае в период расплавления) [1], а также сети жилых и общественных зданий, где контроль следует производить в течение 1 ч в период возникновения наибольших колебаний напряжения.

Для контроля коэффициента обратной последовательности напряжений в сетях с электротермическими установками, а также сварочными или тяговыми нагрузками достаточным является период контроля, равный одному часу в период наибольших нагрузок; в остальных случаях, а также при измерениях коэффициента неуравновешенности напряжений контроль должен осуществляться в течение одних суток. Контроль коэффициента пульсации напряжения производится в течение 30 мин; отклонения частоты контролируются постоянно.

Для того чтобы результаты контроля были представительными, т. е. однозначными и сопоставимыми, необходимо, чтобы контроль ПКЭ выполнялся по единой методике; основой контроля, помимо единообразия периодов измерения, должны быть правильный выбор интервалов дискретизации (шагов квантования) т. е. времени между следующими друг за другом отсчетами при измерениях, а также использование приборов, отвечающих единым требованиям с точки зрения диапазона

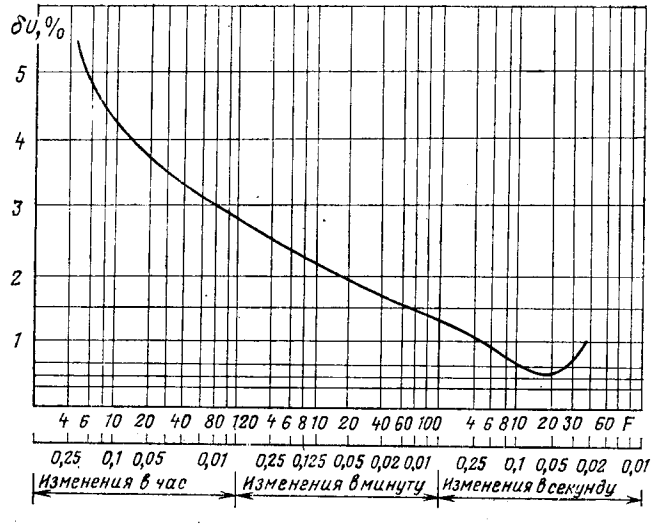


Рис. 2. Допустимые размахи изменений напряжения в зависимости от частоты или интервала между изменением напряжения.
——— — Новая редакция ГОСТ 13109-67

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

(шкалы) измерений ПКЭ, класса точности и значений постоянных времени (быстродействия) [1].

Изменениями предусматривается, что контроль КЭ должен производиться в соответствии с положениями методики контроля ПКЭ Минэнерго СССР. В настоящее время методики контроля применительно ко всем ПКЭ нашли отражение в специальных документах Минэнерго СССР, направленных в ряд энергосистем для опытной проверки.

Серьезное значение имеет введенное в стандарт положение, согласно которому значения ПКЭ, выходящие за допустимые пределы с интегральной вероятностью не более 0,05, должны в случае необходимости ограничиваться по величине и длительности отраслевыми и ведомственными нормами, согласованными с Минэнерго СССР.

Таким образом, в некоторых специальных случаях значения ПКЭ могут выходить за пределы, допустимые ГОСТ 13109-67. Так, в сетях прокатных станов с вентильным электроприводом при отсутствии других нагрузок несинусоидальность и колебания напряжения ограничиваются значениями соответствующих показателей, допустимыми для вентильных преобразователей и систем импульсно-фазового управления, а также устройств релейной защиты и автоматики. Однако в этом случае у потребителей, подключенных к этому же узлу сети, значения ПКЭ, обусловленные влиянием преобразователей прокатного стана, должны быть в допустимых пределах. Равным образом колебания, несимметрия и несинусоидальность напряжения на шинах 35—110 кВ, от которых питаются электродуговые сталеплавильные печи, могут быть бо́льшими, чем это допустимо по ГОСТ 13109-67, при условии, что другие электроприемники этого узла потребляют электроэнергию нормального качества. Следует подчеркнуть, что допустимые значения ПКЭ в отмеченных и аналогичных случаях должны регламентироваться с учетом допустимых уровней помех для электрооборудования и систем управления.

Для облегчения контроля ПКЭ с изменениями в стандарте предусмотрено ограничение коэффициента несинусоидальности коэффициента обратной последовательности напряжений значениями соответственно 5 и 2% на зажимах любого электроприемника: допустимое значение коэффициента обратной последовательности напряжений относится к трехфазным симметричным приемникам электроэнергии. Коэффициент несинусоидальности по аналогии с коэффициентом обратной последовательности может определяться по отношению к номинальному напряжению сети.

При оценке коэффициентов несинусоидальности и определяемого аналогичным образом коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения в стандарте не установлен номер последней из учитываемых гармоник. Можно принять, что он определяется допустимой погрешностью оценки соответствующей величины. Исходя из общепринятого уровня значимости, эту погрешность можно принять равной $\pm 5\%$.

В новой редакции ГОСТ 13109-67 дополнительно нормированы допустимые отклонения напряжения на зажимах электроприемников крупных животноводческих комплексов и птицефабрик в пределах $\pm 5\%$. Эти изменения основываются на опыте эксплуатации электроустановок в СССР и за рубежом. Как уже отмечалось, в стандарт внесены также некоторые изменения редакционного плана и другие второстепенные коррективы, относящиеся к техническим аспектам нормирования ПКЭ.

Эти изменения внесены с целью конкретизации мер, направленных на обеспечение качества КЭ, а также на усиление ответственности энергоснабжающей организации и потребителя за поддержание должного КЭ.

Известно, что в настоящее время в договоре на пользование электрической энергией, заключаемом потребителем с энергоснабжающей организацией на границе раздела балансовой принадлежности фиксируются требования, относящиеся лишь к отклонениям напряжения и частоты, ответственность за поддержание которых несет энергоснабжающая организация. В новой редакции стандарта указывается на необходимость установления на границе раздела балансовой принадлежности электрических сетей требуемых значений всех ПКЭ; последние должны определяться по согласованию между договаривающимися сторонами. В этой части стандарта подчеркивается также обязательность контроля КЭ на границе раздела балансовой принадлежности электрических сетей в соответствии с методикой контроля, как было сказано выше, должна быть изложена в специальном документе Минэнерго СССР.

Если контроль КЭ установил несоответствие значений ПКЭ требованиям договора, то в соответствии с новой редакцией стандарта должен быть оформлен специальный акт с участием представителей Госэнергонадзора, энергоснабжающей организации и потребителя. Этот акт явится основанием для предъявления финансовых претензий к виновнику ухудшения КЭ.

В связи с изменениями, внесенными в стандарт в части организации контроля и обеспечения КЭ, Госстандарт СССР предложил Минэнерго СССР рассмотреть вопрос о внесении соответствующих изменений и дополнений в действующие Правила пользования электрической энергией и договор на пользование электрической энергией.

Опыт эксплуатации основных сетей энергосистем и распределительных сетей в СССР и за рубежом, а также рассмотрение национальных норм ряда стран в области электромагнитной совместимости позволяет предложить ряд дополнений в отечественный стандарт на КЭ. Эти дополнения должны основываться на ПКЭ по напряжению и частоте и способах нормирования их, принятых в ГОСТ 13109-67 и в зарубежной практике и в полной мере отвечающих технической и народнохозяйственной сущности проблем повышения КЭ. Нормирование допустимых значений ПКЭ должно производиться не только на зажимах электроприемников, но и на границах раздела балансовой принадлежности электрических сетей с той же определенностью, как это сделано на зажимах электроприемников. Так, допустимые значения несинусоидальности и колебаний напряжения в распределительных сетях и их уменьшение значения в сетях более высоких номинальных напряжений лимитируются в Великобритании, Швеции, Югославии и других странах [3]. Это позволяет предотвратить развитие несинусоидальных режимов, а также колебаний напряжения и снизить влияние их на потребители, не вносящие помехи в электрические сети.

В то же время для установления допустимых значений ПКЭ в пунктах раздела балансовой принадлежности требуется проведение специальных исследований. Аналогичной цели послужит введение нового ПКЭ — коэффициента несинусоидальности по току, необходимого для исключения «выброса» гармоник тока из систем электроснабжения предприятий в основные сети энергосистем. Это мероприятие представляется необходимым в связи с прогрессирующим ростом уравнения высших гармоник в энергосистемах и усилением отрицательного влияния их. В ряде стран (ФРГ, Франция и др.) несинусоидальность тока в линиях или трансформаторах связи подстанций потребителей и энергосистем ограничивается значением 5%, что обязывает потребители примечать специальные методы и средства для ограничения гармоник в узлах сети, к которым подключаются нелинейные нагрузки. В первом приближении ограничение коэффициента несинусоидальности тока значением 5% представляется вполне правомерным. Однако необходимо проведение работ по обоснованию этой величины.

В электрических сетях с прокатными станами и электродуговыми сталеплавильными печами возникают колебания фазы напряжения с размахами до 5—6. Воздействие этих колебаний отрицательно сказывается прежде всего на работе генераторов заводских ТЭЦ, а также синхронном электроприводе. Это явление необходимо изучить; по-видимому, в новом стандарте должно быть предусмотрено ограничение колебаний фазы.

Требования к контролю КЭ также нуждаются в совершенствовании. В первую очередь это относится к установлению допустимых значений параметров электроизмерительных приборов, предназначенных для измерения КЭ: постоянных времени (собственных частот измерительных трактов, класса точности и др.). Необходимо также указать шаги квантования (интервалы дискретизации), что позволит сделать результаты измерений во всех случаях представительными и сопоставимыми.

Введение в стандарт указанных выше, а также некоторых других дополнений и уточнений будет способствовать коренному решению проблемы КЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Система** показателей и нормирование качества электроэнергии/ Б. А. Константинов, И. В. Жежеленко, В. Н. Никифорова и др. — Электричество, 1978, № 9.

2. **Марусов Т. П., Яговкин Г. И.** К вопросу о нормировании колебаний напряжения в электрических сетях. — Светотехника, 1972, № 2.

3. **Современное** состояние электропечестроения/ Под ред. А. П. Альтгаузена. — М.: Информэлектро, 1975.

4. **Математическая** модель резкопеременных нагрузок как источников колебаний напряжения/ И. В. Жежеленко, А. М. Липский, Л. А. Чубарь, В. Н. Козырь, Л. С. Насибян. — Промышленная энергетика, 1978, № 8.

[26.02.82]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.372:519.853

Оптимизация параметров импульсных источников питания

ГУБАРЕВ Г. Г., СЕВЕРИН В. П.

Харьков

При физических исследованиях для создания в нагрузке импульсов тока большой длительности и с коротким фронтом широко используют работающие параллельно импульсные источники питания (ИИП) [1 и 2]. Однако выбор параметров нескольких высоковольтных ИИП, обеспечивающих получение в нагрузке заданного импульса тока с учетом ограничений, накладываемых на параметры из условий реализуемости, до настоящего времени в известной литературе не освещен [3—5]. Рассмотрение же такой задачи актуально, так как при параллельной работе импульсных источников снижается необходимая суммарная энергия, а зависимостей, позволяющих определить параметры источников по известному аналитическому выражению импульса тока в нагрузке, не существует.

Рассмотрим работу двух ИИП, включаемых параллельно на индуктивно-активную нагрузку с целью получения в ней заданного (эталонного) импульса тока. При составлении математической модели полагаем, что включение ИИП на нагрузку одновременное, параметры разрядного контура линейны и постоянны, импульсные источники представляются последовательной RLC-цепочкой. На рис. 1 приведена соответствующая расчетная схема, где C_1, C_2 — емкости первого и второго ИИП; L_1, L_2 — паразитные и развязывающие индуктивности ИИП; L_3 — индуктивность нагрузки; R_1, R_2 — активные демпфирующие и формирующие сопротивления источников; R_3 — активное сопротивление нагрузки; U_1, U_2 — напряжения на емкостях источников; i_1, i_2 — разрядные токи ИИП.

Из условий реализуемости на параметры схемы и начальные напряжения $U_{1н}$ и $U_{2н}$ наложены следующие ограничения:

$$\left.\begin{aligned} &C_1 > 0, \quad C_2 > 0; \\ &L_1 = L_п, \ L_2 > L_п, \ L_3 = 100 \text{ мкГ}; \\ &R_1 > R_д, \ R_2 > R_д, \ R_3 = 5 \text{ Ом}; \\ &U_{1н} < 0, \ U_{2н} < 0, \ W < 2{,}5 \text{ МДж}, \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где $L_п = 2$ мкГ — минимально возможное значение паразитной индуктивности первого ИИП; $R_д = 0{,}2$ Ом — минимально возможное значение демпфирующего сопротивления первого ИИП; W — суммарная запасаемая энергия источников: $W = 0{,}5(C_1U^2_{1н} + C_2U^2_{2н})$.

В матричной форме система дифференциальных уравнений (СДУ), описывающая переходный процесс в схеме на рис. 1, получена с помощью законов Кирхгофа: $\mathbf{A}\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{B}\mathbf{y}$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 & 0 & 0 \\ L_3 & L_2 + L_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -R_1 & R_2 & -1 & 1 \\ -R_3 & -R_2 - R_3 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \qquad (2)$$

$$\mathbf{y} = [i_1(t) \ \ i_2(t) \ \ U_1(t) \ \ U_2(t)]^{\mathrm{т}}.$$

Введением матрицы $\Phi = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}$ преобразуем систему (2) к виду Коши:

$$\dot{\mathbf{y}} = \Phi\mathbf{y}. \qquad (3)$$

Пусть эталонный импульс тока в нагрузке задан функцией

$$i_э(t) = I_m[\exp(-100t) - \exp(-6 \cdot 10^5 t)], \qquad (4)$$

где I_m — максимальное значение тока.

Длительность фронта этого импульса $\tau_ф = 5 \cdot 10^{-6}$ с, длительность полного импульса $\tau_и = 30 \cdot 10^{-3}$ с. Большое отличие $\tau_и$ и $\tau_ф$ объективно приводит к жесткости СДУ (3). При этом время решения методом Рунге — Кутта четвертого порядка СДУ (3), например, на ЦВМ М-222 составляет несколько часов. С целью сокращения времени решения (3) применим системный метод [6]. Для этого выберем $h = \tau_ф/100$, $H_0 = 2^5 h$ и определим

$$\varphi(h) = \exp(\Phi h) = \mathbf{E} + \sum_{\nu=1}^{5} \frac{1}{\nu!} \Phi^\nu h^\nu,$$

где $\mathbf{E}$ — единичная матрица.

Тогда $\varphi(H_0) = \varphi(2^5 h)$ определяется по рекуррентному выражению

$$\varphi(2^{k+1}h) = [\varphi(2^k h)]^2, \quad k = \overline{0,4}.$$

Решение СДУ (3) в отдельных точках дискретизации $t_{n+1} = t_n + H_m$ получим по формуле

$$\mathbf{y}_{n+1} = \varphi(H_m)\,\mathbf{y}_n, \quad n = \overline{0, N-1},$$

где

$$\mathbf{y}_0 = [0 \ \ 0 \ \ U_{1н} \ \ U_{2н}]^{\mathrm{т}};$$

n — номер текущей точки; m — номер интервала с постоянным шагом интегрирования, который от нуля увеличивается на единицу через каждые 5 шагов, после чего шаг удваивается:

$$H_{m+1} = 2H_m, \quad \varphi(H_{m+1}) = [\varphi(H_m)]^2.$$

Такой алгоритм системного метода решения СДУ позволил уменьшить время ее интегрирования по сравнению с методом Рунге — Кутта на два порядка, что практически дало возможность поставить задачу оптимизации параметров схемы включения ИИП на ЦВМ.

Введем K-мерный вектор неизвестных параметров:

$$\mathbf{x} = (C_1, \ C_2, \ L_1, \ L_2, \ L_3, \ R_1, \ R_2, \ R_3, \ U_{1н}, \ U_{2н}). \qquad (5)$$

В качестве критериев оптимальности выберем и проведем сравнение суммарных критериев:

$$F_j(\mathbf{x}) = \sum_{n=0}^{N} |i_{эn} - i_n|^j, \quad j = \overline{1,6}, \qquad (6)$$

где $i_{эn} = i_э(t_n)$ и $i_n = i_1(t_n) + i_2(t_n)$ — значения эталонного и фактического токов в нагрузке в n-й точке дискретизации; N — число таких точек в интервале интегрирования; j — показатель степени суммарного критерия.

Выбор этих критериев обусловлен тем, что вследствие отличия $\tau_и$ и $\tau_ф$ более чем на три порядка, интегральные по времени критерии [4 и 5] и критерии с постоянным шагом дискретизации слабо чувствительны к значительным отличиям импульсов на фронте, а применение в критериях весовых коэффициентов, учитывающих влияние отдельных точек наблюдения [4 и 5], на наш взгляд, не является необходимым. Чувствительность критериев (6) на фронте импульса повысим за счет увеличения шага дискретизации на спаде. Численные эксперименты показали, что количество точек дискретизации на фронте импульса должно составлять примерно $0{,}1N$.

Теперь задачу оптимизации параметров импульсной схемы на рис. 1 можно сформулировать как задачу нелинейного программирования, состоящую в определении значений параметров (5), которые минимизируют критерии (6) при выполнении ограничений (1). Из известных методов нелинейного программирования для решения этой задачи выбран метод скользящего допуска [7 и 8], так как он не требует вычисления производных целевой функции и учитывает ограничения на параметры как в виде равенств так и неравенств.

Значения параметров оптимизации в случае жестких систем отличаются друг от друга на несколько порядков, поэтому для более эффективной работы процедуры метода скользящего допуска перед обращением к ней параметры нормируются относительно своих начальных значений, а критерии оптимальности — относительно I^j_m. Для предотвращения аварийных остановов в стандартных программах обращения и перемножения матриц при интегрировании СДУ масштаб времени изменен

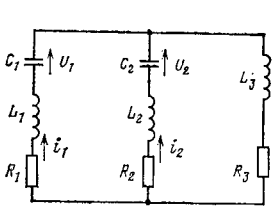


Рис. 1. Расчетная схема разряда ИИП

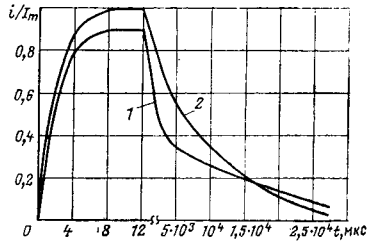


Рис. 2. Импульсы тока в нагрузке

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

таким образом, чтобы обеспечить отличие значений элементов матриц **A** и **B** не более чем на два порядка.

Оптимизация параметров параллельно работающих на индуктивно-активную нагрузку двух импульсных источников питания проводились на ЦВМ М-222. Выход из процедуры оптимизации осуществлялся после того, как погрешность $\Delta F_j(\mathbf{x})$ вычисления минимального значения $F_j(\mathbf{x}^*)$ удовлетворяла условию

$$\Delta F_j(\mathbf{x}) < N^{-1}\,100^{-j}\sum_{n=0}^{N}|\,i_{эп}\,|^j. \qquad (7)$$

Результаты минимизации сформулированных суммарных критериев оптимальности (6) приведены в таблице. Значения составляющих начального вектора оптимизируемых параметров $x^{(0)}$ выбраны следующими: C_1=15 мкФ, C_2=2000 мкФ, L_1=2 мкГ, L_2=400 мкГ, L_3=100 мкГ, R_1=40 Ом, R_2=3 Ом, R_3=5 Ом, $U_{1н}$=—250 кВ, $U_{2н}$=—20 кВ, причем максимальное значение заданного тока I_m=5 кА, а в условии (7) положено N=100.

Характеристики процесса оптимизации	Значения оптимальных параметров ИИП при степенях j критерия оптимальности, равных					
	1	2	3	4	5	6
C_1, мкФ	22,7	40,4	58,6	40,2	41,3	33,3
C_2, мкФ	1650	1471	1323	1533	1671	1545
L_1, мкГ	1,99	2,00	2,00	1,99	2,00	1,99
L_2, мкГ	239	747	568	498	124	510
L_3, мкГ	100	100	100	100	100	100
x^* R_1, Ом	46,0	50,0	41,1	47,1	31,6	49,0
R_2, Ом	1,00	1,75	1,84	1,54	0,84	1,31
R_3, Ом	5,00	5,00	5,00	4,98	4,99	4,98
$U_{1н}$, кВ	—343	—307	—269	—303	—303	—312
$U_{2н}$, кВ	—24,1	—25,5	—24,0	—24,7	—22,3	—25,3
$W(x^*)$, кДж	2233	2389	2499	2320	2324	2113
$F_j(x^0)$	11,5	2,59	0,69	0,20	0,06	0,02
$F_j(x^*)$	$3\cdot10^{-1}$	$3\cdot10^{-6}$	$5\cdot10^{-4}$	$6\cdot10^{-10}$	$7\cdot10^{-11}$	$2\cdot10^{-13}$
Количество итераций	213	314	295	142	211	184
Количество вычислений $F_j(x)$	421	552	566	280	418	416
Количество вычислений ограничений	6957	9347	10 592	4817	4352	6349
Время счета на ЦВМ, мин	44	54	57	33	40	43

Минимальное значение времени оптимизации при j=4 объясняется увеличением с ростом j рельефности поверхности критерия оптимальности в K-мерном пространстве параметров. Предпочтительность суммарного критерия четвертой степени была также подтверждена численными экспериментами для различных форм эталонного импульса.

Необходимо отметить, что использование в рассматриваемом случае двух параллельных ИИП вместо одного энергетически, а значит и экономически, более выгодно. Так, энергия одного источника питания имела бы значение в 4 раза больше, чем необходимая энергия двух импульсных источников.

На рис. 2 представлены графики импульсов тока в нагрузке, где *1* — импульс тока, получаемый при начальных значениях параметров $\mathbf{x}^0$; *2* — импульс, заданный формулой (4), и совпадающий с ним расчетный импульс при оптимальных параметрах ИИП $\mathbf{x}^*$, т. к. при принятом масштабе они неразличимы.

Выводы. 1. Показано, что задача оптимального выбора с учетом ограничений параметров нескольких работающих на нагрузку ИИП может быть сформулирована как задача нелинейного программирования.

2. Использование системного метода решения жестких СДУ на два порядка уменьшает время их интегрирования, что позволяет поставить задачу оптимизации параметров ИИП на ЦВМ.

3. Примененный для оптимизации метод скользящего допуска дает возможность успешно решать сформулированную задачу на ЦВМ, учитывая любые ограничения на параметры.

4. Введенное общее условие окончания процесса оптимизации обеспечивает практически полное совпадение заданного и оптимального импульсов тока при использовании любого суммарного критерия оптимальности.

5. Проведенное сравнение сформулированных суммарных критериев оптимальности позволяет сделать вывод о предпочтительности критерия четвертой степени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Соломонов Н. М.** Схема синхронизации генератора импульсов высоких напряжений и генераторов больших токов. — Журнал технической физики, 1948, т. XVIII, вып. 3.

2. **А. С. 228124 (СССР).** Генератор импульсов тока/ В. А. Добряков, К. К. Соколенко. Опубл. Б. И., 1968, № 31.

3. **Войтон Е. Ф.** О методах решения некоторых экстремальных задач синтеза электрических цепей. — В кн.: Исследование операций, 1976, вып. 5.

4. **Ланнэ А. А.** Оптимальный синтез линейных электронных схем. — М.: Связь, 1978.

5. **Дмитришин Р. В.** Оптимизация электронных схем на ЭВМ. — Киев: Техника, 1980.

6. **Ракитский Ю. В., Устинов С. М., Черноруцкий И. Г.** Численные методы решения жестких систем. — М.: Наука, 1979.

7. **Химмельблау Д.** Прикладное нелинейное программирование. — М.: Мир, 1975.

8. **Численные** методы в оптимизации параметров систем автоматического регулирования/ Э. А. Пикур, В. П. Северин, В. В. Груздынь, Г. Ю. Трофимченко. — Вестник Харьковского политехнического ин-та. Прикладная механика и процессы управления, 1980, вып. 2, № 163.

[20.04.81]

УДК 621.313:538.311.001.24

Сравнение некоторых способов расчета электромагнитного поля электрических машин

КЛЕПКА П. К.

Ленинград

Расчет магнитного поля электрических машин (ЭМ) имеет особое значение, так как именно его распределение определяет электромагнитные параметры и характеристики машины [1]. При моделировании синхронных и асинхронных машин большие возможности представляет метод вторичных источников [2], позволяющий достаточно полно учитывать особенности геометрии магнитопровода моделируемой ЭМ при расчете пространственно-временного распределения поля. При численном решении значения интенсивностей вторичных источников определяют в узлах. Распределение интенсивности вторичных источников в ЭМ описывается кусочно-периодическими знакопеременными функциями по зубчатой поверхности магнитопровода, поэтому для подробного задания необходимо большое число узлов. В связи с этим возникают трудности при размещении задачи в памяти ЦВМ, так как граничное интегральное уравнение обычно сводят к системе алгебраических уравнений с матрицей общего вида, для решения которой желательно использовать прямые методы. В результате таблица значений интенсивности вторичных источников получается редкой с неравномерно расположенными узлами.

Так как расчетная картина поля зависит от значений интенсивности вторичных источников по всей границе, то важное

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

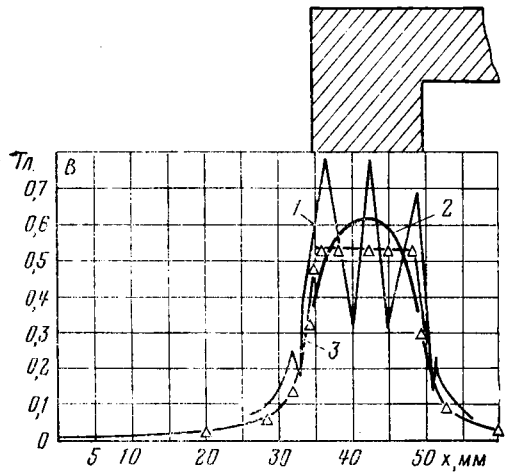


Рис. 1. Распределение поля в зазоре макетной установки.
1, 2, 3 — расчетные кривые соответственно для способов восстановления 1, 2, 3; Δ — эксперимент

значение приобретает задача восстановления приближенного решения во всей области при минимальном количестве расчетных узлов. Частично этот вопрос уже рассматривался в [3].

В настоящей статье поставлена задача сравнить (применительно к зубчатым магнитопроводам линейных ЭМ) некоторые способы восстановления по их влиянию на расчетную картину электромагнитного поля. Исследование проводится при допущениях: поле в осях *xoy* плоскопараллельно, магнитная проницаемость по всему объему магнитопровода одинакова.

Влияние способа восполнения на точность расчета поля изучалась следующим образом. Для выбранного способа восстановления решалось граничное интегральное уравнение относительно плотности токов намагниченности $\sigma(M)$ по контуру L магнитной системы ЭМ:

$$\frac{\mu_0(\mu_1+\mu_2)}{2(\mu_2-\mu_1)}\sigma(Q)-\oint_L \sigma(M)\frac{\mu_0\{R_x t^0_y - R_y t^0_x\}}{2\pi R^2}\,dl_M = B^n_t(Q), \qquad (1)$$

где μ_1, μ_2 — магнитные проницаемости сред 1 и 2; $\vec{R}$ — вектор, проведенный от точки M к точке Q; R_x, R_y — проекции вектора $\vec{R}$ на оси координат; t^0_x, t^0_y — проекции орта вектора $\vec{t}_Q$ на оси координат; $\vec{t}_Q$ — касательная к контуру L в точке Q; $B^n_t(Q)$ — касательная составляющая индукции магнитного поля от токов в обмотках ЭМ.

Расчетные узлы располагаются по краям отрезков разбиения. При этом вершины углов на контуре магнитопровода из рассмотрения исключаются. Длина сторон исключаемого из рассмотрения угла принимается на 6—8 порядков меньше длины самой короткой прямой стороны магнитопровода, т. е. вместо реальной непрерывной зубчатой поверхности рассматриваем совокупность прямых отрезков, отделенных один от другого очень малыми разрывами. Узлы автоматически распределяются по этим отрезкам так, чтобы вычислительная погрешность по всему контуру была приблизительно одинаковой.

Затем рассчитывалась картина магнитного поля. При расчете электромагнитных полей в активной зоне ЭМ наибольший интерес обычно представляет нормальная слагающая индукции на поверхности магнитопровода. Именно она и выбрана для сравнения и вычислена согласно закону Био-Савара-Лапласа:

$$B_n(Q)=\frac{\mu_0}{2\pi}\int_S \frac{j(S)\cos(\vec{R},\vec{t}_Q)}{R}\,dS. \qquad (2)$$

Рассчитанные таким образом кривые $B_n(l)$ сравнивались для следующих способов восстановления сеточной функции $\{\sigma_i\}$:

1. Весь ток

$$I_i=\left\{\frac{\sigma_i+\sigma_{i-1}}{2}\right\}\{l_i-l_{i-1}\}$$

сосредоточен в точке, расположенной по середине между узлами.

2. Плотность σ тока неизменна между соседними узлами и равна:

$$\sigma=\frac{\sigma_i+\sigma_{i-1}}{2}.$$

3. Распределение плотности σ тока описывается сплайном.

При численном решении интегралы в (1)—(2) заменяются суммой интегралов по отдельным отрезкам $[l_{i-1}, l_i]$, на которые разбивается граница L:

$$I_i(Q)=\int_{l_{i-1}}^{l_i}\frac{\sigma(l)\cos(\vec{R},\vec{t}_Q)}{R}\,dl. \qquad (3)$$

При малых R подынтегральная функция в (3) изменяется очень резко, поэтому при численном интегрировании трудно обеспечить высокую точность, в связи с чем интеграл (3) вычислялся аналитически. Для упрощения математических преобразований интегрирование осуществлялось в местной системе прямоугольных координат, ось $O'y'$ которой была совмещена с внешней нормалью в узле P_i.

При восстановлении сеточной функции $\{\sigma_i\}$ сплайнами интерполяционная функция на каждом из отрезков $[x_{i-1}, x_i]$ является кубическим полиномом вида [4]:

$$\sigma(x)=a_i+b_i(x_i-x)+c_i(x_i-x)^2+d_i(x_i-x)^3,$$

подстановка которого в (3) дает следующее выражение для интеграла $I_i(Q)$:

$$I_i(Q)=-Ю I1-Ш I2-Г I3-Д I4;$$

$$Ю=a_i+\Delta x b_i+\Delta x^2 c_i+d_i\Delta x^3;$$

$$Ш=b_i+2\Delta x c_i+3\Delta x^2 d_i;$$

$$Г=c_i+3\Delta x d_i;\quad Д=d_i;\quad \Delta x=x_i-x_Q;$$

$$I1=\frac{1}{2}\ln\frac{(x_Q-x_i)^2+y^2_Q}{(x_Q-x_{i-1})^2+y^2_Q};$$

$$I2=y_Q\left\{\operatorname{arctg}\frac{x_Q-x_{i-1}}{y_Q}-\operatorname{arctg}\frac{x_Q-x_i}{y_Q}\right\}-(x_i-x_{i-1});$$

$$I3=\frac{(x_Q-x_i)^2-(x_Q-x_{i-1})^2}{2}-y^2_Q I1;$$

$$I4=\frac{(x_Q-x_i)^3-(x_Q-x_{i-1})^3}{3}-y^2_Q I2.$$

Исследование проводилось для активной зоны линейных двигателей с прямым индуктором. Способы восстановления функции $\sigma(l)$ и экспериментальные результаты сравнивались применительно к магнитопроводу со следующими данными: длина индуктора 750 мм; воздушный зазор 25 мм, полюсное деление 102 мм, зубцовое деление 17 мм, ширина паза 8 мм.

Расчеты на ЦВМ выполнялись для двух вариантов конфигурации активной зоны. В первом варианте учитывалась реальная зубчатая структура активной зоны индуктора. Во втором рассматривался гладкий индуктор, зубчатость учитывалась коэффициентом воздушного зазора, пазовые токи были вынесены на гладкую поверхность индуктора в виде тонких токовых пластинок. Гладкий индуктор представляет интерес как модель, обычно используемая при математическом моделировании зубчатого индуктора. Среднее число узлов в активной зоне на одно полюсное деление гладкого индуктора составляло 5—6, а в зубчатом индукторе было 7—9 узлов на паз. При экспериментальных исследованиях для получения активной зоны с гладким воздушным зазором индукторы поворачивались друг к другу

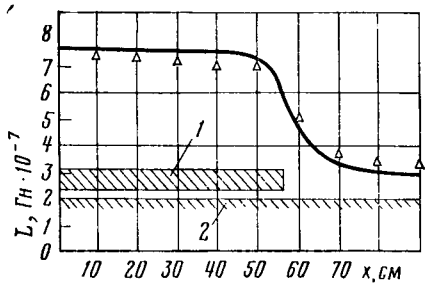


Рис. 2. Изменение коэффициента самоиндукции контура короткозамкнутой клетки ОЛАД при выходе из под индуктора:
1 — индуктор, *2* — обратный магнитопровод

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

спинками, которые были предварительно отшлифованы, на них были наклеены проводники в виде прямоугольных пластинок из меди толщиной 0,3 мм и шириной 8 мм. Измерялось пространственное распределение электромагнитного поля вдоль индуктора.

Сопоставление экспериментальных и расчетных кривых индукции магнитного поля позволило сделать следующие выводы. Если считать, что ток распределен по контуру ферромагнитного сердечника дискретно в виде нитей, расположенных по серединам отрезков разбиения, то наибольшие расчетные значения индукции существенно (в данном случае в 2—2,5 раза) больше экспериментальных. При допущении о неизменности плотности тока в пределах отрезка разбиения получаем прямоугольно-ступенчатую кривую $\sigma(l)$. В этом случае погрешность по числовым значениям индукции достигает на отдельных участках 40%. Восстановление таблицы $\{\sigma_i\}$ сплайнами позволяет существенно повысить точность расчета картины поля. Отличие расчетных и экспериментальных значений индукции при этом составило: 8—9% — при интерполировании по двум узлам; 3—4% — при интерполировании по четырем узлам. При числе узлов 6 и более расчетные и экспериментальные значения индукции отличаются на 2—3%, что находится в пределах погрешности проводимых измерений.

Аналогичные результаты были получены и на другом экспериментальном стенде, представляющем собой зубчатый сердечник с обмоткой и длинное гладкое ярмо. Конструкция установки была разработана таким образом, чтобы погрешности при измерении поля были минимальными. Расчетные и экспериментальные результаты по определению магнитного поля в установке представлены на рис. 1 в виде соответствующих кривых. Глубина паза 30 мм, ширина зубца 15 мм, зазор 1,04 мм, обмотка содержит 4000 витков.

Таким образом, восстановление таблицы значений интенсивности вторичных источников при помощи выражений (4) позволяет получить заданную точность расчета электромагнитного поля ЭМ при минимальном числе расчетных узлов. Программ для ЦВМ обычно строится в виде совокупности процедур ил блоков, при этом наибольший объем памяти требуется, ка правило, блоку решения системы алгебраических уравнений Поэтому сокращение числа расчетных узлов позволяет снизит требования к объему оперативной памяти ЦВМ и расширит тем самым круг решаемых задач.

Изложенная теория использовалась для расчета характеристик одностороннего линейного индукторного двигателя с корот кой первичной частью и длинным зубчатым обратным маг нитопроводом, а также для расчета электромагнитных парамет ров (коэффициентом самоиндукции и взаимоиндукции) обмото ОЛАД с вторичным элементом в виде беличьей клетки и позво лила получить хорошее совпадение с экспериментом.

В качестве иллюстрации на рис. 2 приведена зависимост коэффициента самоиндукции отдельного контура короткозам нутой клетки вторичной части при выходе из-под индуктора По оси абсцисс отложено расстояние от середины индуктора Воздушный зазор 18 мм, длина индуктора 1189 мм, ширин 200 мм. Экспериментальные точки нанесены треугольными знач ками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов-Смоленский А. В.** Электромагнитные поля и про цессы в электрических машинах и их физическое моделирова ние. — М.: Энергия, 1969.

2. **Тозони О. В.** Метод вторичных источников в электротех нике. — М.: Энергия, 1975.

3. **Тозони О. В.** Расчет электромагнитных полей на вычисли тельных машинах. — Киев: Техника, 1967.

4. **Стечкин С. Б., Субботин Ю. Н.** Сплайны в вычислитель ной математике. — М.: Наука, 1976.

[22.01.8

УДК 62-578:621.318.2.001.24

Расчет магнитного поля и электромагнитных сил синхронных магнитных муфт

ИЛЬИН Г. П., КАРАСЕВ А. В., кандидаты техн. наук

Ленинград

Теория магнитных муфт на постоянных магнитах к настоящему времени в основных чертах разработана. Выявлены наиболее характерные особенности их работы в статических и динамических режимах [1] и [2]. Намечены основные черты их проектирования. Магнитные муфты на постоянных магнитах наиболее эффективны в тех случаях, когда механическую энергию необходимо ввести внутрь герметичного замкнутого объема часто с химически агрессивной средой. В этих случаях внутреннюю полумуфту отделяют от наружной немагнитным экраном, изготовленным из аустенитной нержавеющей стали.

Как показано исследованиями [2] наличие экрана из нержавеющей стали оказывает незначительное влияние на энергетические характеристики магнитной муфты и может не учитываться при расчете поля в зазоре между полумуфтами. Наиболее высокие энергетические показатели имеют экранированные магнитные муфты, выполненные на анизотропных постоянных магнитах, обладающих большой коэрцитивной силой H_c.

Теория экранированной муфты на анизотропных магнитах основана на идеализированной расчетной модели, в которой не учтены неизбежные конструктивные зазоры между соседними магнитами одной полумуфты разноименной полярности. На рис. 1 представлено поперечное сечение части экранированной магнитной муфты. Из рис. 1 видно, что применение одинаковых по форме и размерам магнитов для внутренней и наружной полумуфт обусловливает зазоры между отдельными соседними магнитами. Опыт проектирования магнитных муфт на большие моменты (свыше 30 кгс·м) показывает, что неучет этого фактора приводит к значительным расхождениям расчетного и фактического моментов.

В статье приводится аналитическое исследование влияния этого зазора на распределение магнитного поля и электромагнитные силы в экранированных муфтах на постоянных анизотропных магнитах. В качестве расчетной модели принимается спрямленная муфта (рис. 2) с бесконечной магнитной прони цаемостью ферромагнитных оснований наружной и внутренней полумуфт и бесконечными размерами муфты в осевом направ лении и вдоль координаты x. В этом случае магнитное поле периодическое с периодом 2τ и его исследование достаточно провести на протяжении одного полюсного деления $-\tau/2 \leqslant x \leqslant \tau/2$.

Систему координат жестко свяжем с зазором между полу муфтами, а полумуфты пусть будут смещены относительно оси y на $x=\pm\varepsilon/2$ и между собой на ε. Магнитное поле в воздушном зазоре описывается скалярным магнитным потенциалом $U_м$ удовлетворяющим уравнению Лапласа:

$$\frac{\partial^2 U_м}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 U_м}{\partial y^2}=0 \qquad (1$$

и граничным условиям симметрии по оси x:

$$U_м|_{x=-\tau/2}=-U_м|_{x=\tau/2};\quad \left.\frac{\partial U_м}{\partial x}\right|_{x=-\tau/2}=-\left.\frac{\partial U_м}{\partial x}\right|_{x=\tau/2}. \qquad (2$$

Решая уравнение (1) методом разделения переменных, най дем

$$U_м=\sum_{m=1}^{\infty}(A_m \sin \beta_m x + B_m \cos \beta_m x)(C_m \operatorname{sh} \beta_m y + D_m \operatorname{ch} \beta_m y), \qquad (3$$

где $\beta_m=\frac{\pi}{\tau}(2m-1)$ — собственные числа соответствующей за дачи Штурма — Лиувилля.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

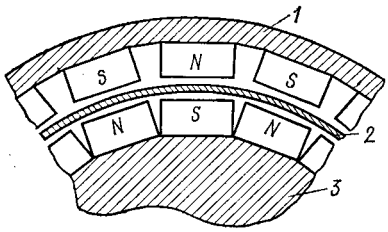


Рис. 1. Принципиальная конструкция экранированной магнитной муфты:
1 — наружная полумуфта; *2* — немагнитный экран; *3* — внутренняя полумуфта

Линии индукции в анизотропных магнитах ориентированы в одном направлении по оси y и не зависят от координаты y. Будем полагать, что в промежутках между отдельными магнитами также имеется только одна составляющая индукции по оси y, зависящая только от координаты x. Такое допущение лишь в незначительной степени искажает картину магнитного поля, так как всюду $\operatorname{div} B=0$ и в указанных промежутках линии индукции не имеют составляющих по оси x у поверхности магнитов вследствие анизотропности магнитов.

Магнитное поле в слое расположения магнитов определим из уравнений, составленных на основании закона полного тока. При этом величины, относящиеся к верхней (наружной) полумуфте, будем отмечать дополнительным нижним индексом «и» и к нижней (внутренней) полумуфте дополнительным нижним индексом «в». На основании изложенного для нижнего слоя магнитов имеем

$$hH_{y\text{н}}\left(-\frac{\tau}{2}\right)+\int\limits_{-\tau/2}^{x} H_x\left(x,-\frac{\delta}{2}\right)dx-hH_{y\text{н}}(x)=\nu_{\text{и}}H_{\text{c}}h, \quad (4)$$

где $H_x\left(x,-\frac{\delta}{2}\right)=-\frac{\partial U_{\text{м}}}{\partial x}$ — тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля при $y=-\delta/2$ со стороны воздушного зазора, а

$$\nu_{\text{н}}=\begin{cases}0, & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{a-\varepsilon}{2}\right);\\ 1, & \left(\frac{a-\varepsilon}{2}<x<\frac{a-\varepsilon}{2}+b\right);\\ 2, & \left(\frac{a-\varepsilon}{2}+b<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right).\end{cases}$$

Значение напряженности $H_{y\text{н}}(-\tau/2)$ найдем из уравнения (4) при $x=\tau/2$, учитывая что $H_{y\text{н}}(\tau/2)=-H_{y\text{н}}(-\tau/2)$. Тогда напряженность магнитного поля в слое расположения нижних магнитов будет равна:

$$H_{y\text{н}}(x)=(1-\nu_{\text{и}})H_{\text{c}}+\frac{1}{h}\sum_{m=1}^{\infty}(A_m\sin\beta_m x+$$
$$+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}-D_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}\right). \quad (5)$$

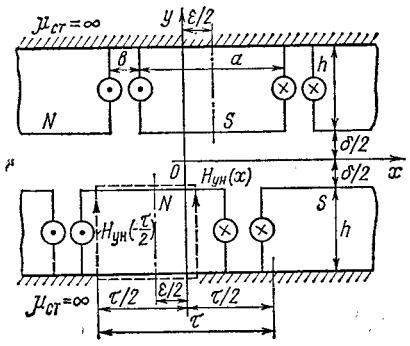


Рис. 2. Расчетная модель магнитной муфты

Аналогично определим напряженность магнитного поля в слое расположения верхних магнитов:

$$H_{y\text{в}}(x)=(\nu_{\text{в}}-1)H_{\text{c}}+\frac{1}{h}\sum_{m=1}^{\infty}(A_m\sin\beta_m x+$$
$$+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}+D_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}\right), \quad (6)$$

где

$$\nu_{\text{в}}=\begin{cases}0, & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{\varepsilon-a}{2}-b\right);\\ 1, & \left(\frac{\varepsilon-a}{2}-b<x<\frac{\varepsilon-a}{2}\right);\\ 2, & \left(\frac{\varepsilon-a}{2}<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right).\end{cases}$$

Для определения постоянных интегрирования используем условие непрерывности нормальных составляющих магнитной индукции на границе раздела сред при $y=\pm\frac{\delta}{2}$:

$$-\mu_0\frac{\partial U_{\text{м}}}{\partial y}\Big|_{y=-\frac{\delta}{2}}=$$
$$=\begin{cases}\mu H_{y\text{н}}, & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{a-\varepsilon}{2},\ \frac{a-\varepsilon}{2}+b<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right);\\ \mu_0 H_{y\text{н}}, & \left(\frac{a-\varepsilon}{2}<x<\frac{a-\varepsilon}{2}+b\right);\end{cases}$$
$$\mu_0\frac{\partial U_{\text{м}}}{\partial y}\Big|_{y=\frac{\delta}{2}}=$$
$$=\begin{cases}\mu H_{y\text{в}}, & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{\varepsilon-a}{2}-b,\ \frac{\varepsilon-a}{2}<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right);\\ \mu_0 H_{y\text{в}}, & \left(\frac{\varepsilon-a}{2}-b<x<\frac{\varepsilon-a}{2}\right).\end{cases} \quad (7)$$

Подставляя в граничные условия (7) входящие в них величины из формул (1), (5) и (6), получаем два функциональных уравнения:

$$-\mu_0\sum_{m=1}^{\infty}\beta_m(A_m\sin\beta_m x+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}-D_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}\right)=$$
$$=\begin{cases}\mu_0(1-\nu_{\text{н}})H_{\text{c}}+\frac{\mu}{h}\sum_{m=1}^{\infty}(A_m\sin\beta_m x+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}-\right.\\ \left.-D_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}\right), & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{a-\varepsilon}{2},\ \frac{a-\varepsilon}{2}+b<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right);\\ \frac{\mu_0}{h}\sum_{m=1}^{\infty}(A_m\sin\beta_m x+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}-\right.\\ \left.-D_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}\right), & \left(\frac{a-\varepsilon}{2}<x<\frac{a-\varepsilon}{2}+b\right);\end{cases}$$

$$-\mu_0\sum_{m=1}^{\infty}\beta_m(A_m\sin\beta_m x+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}+D_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}\right)=$$
$$\begin{cases}\mu(\nu_{\text{в}}-1)H_{\text{c}}+\frac{\mu}{h}\sum_{m=1}^{\infty}(A_m\sin\beta_m x+B_m\cos\beta_m x)\left(C_m\operatorname{sh}\beta_m\frac{\delta}{2}+\right.\\ \left.+D_m\operatorname{ch}\beta_m\frac{\delta}{2}\right), & \left(-\frac{\tau}{2}\leqslant x<\frac{\varepsilon-a}{2}-b,\ \frac{\varepsilon-a}{2}<x\leqslant\frac{\tau}{2}\right);\end{cases}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$= \left\{ \frac{\mu_0}{h} \sum_{m=1}^{\infty} (A_m \sin \beta_m x + B_m \cos \beta_m x) \left(C_m \operatorname{sh} \beta_m \frac{\delta}{2} + \right. \right.$$

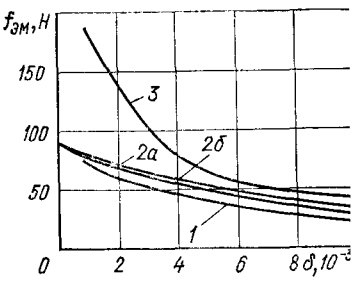
$$\left. \left. + D_m \operatorname{ch} \beta_m \frac{\delta}{2} \right), \quad \left(\frac{\varepsilon - a}{2} - b < x < \frac{\varepsilon - a}{2} \right), \right.$$

которые легко преобразовать в алгебраические, если их умножить на $\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} \beta_n x dx$ и проинтегрировать по x в пределах от $-\frac{\tau}{2}$ до $\frac{\tau}{2}$:

$$\left.\begin{aligned}
&A_n \left[D_n \left(\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \frac{\mu}{h} \right) - C_n \left(\mu_0 \beta_n + \frac{\mu}{h} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} \right) \right] - \\
&\quad - \frac{(-1)^n 4\mu H_c}{\beta_n \tau \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sin \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2} = \\
&\quad = \frac{2(\mu_0 - \mu)}{h \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+n} \operatorname{ch} \beta_m \frac{\delta}{2} (A_m \xi_{m,n} + \\
&\quad + B_m \zeta_{m,n}) \left(C_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} - D_m \right); \\
&A_n \left[D_n \left(\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \frac{\mu}{h} \right) + C_n \left(\mu_0 \beta_n + \frac{\mu}{h} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} \right) \right] - \\
&\quad - \frac{(-1)^n 4\mu H_c}{\beta_n \tau \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sin \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2} = \\
&\quad = - \frac{2(\mu_0 - \mu)}{h \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+n} \operatorname{ch} \beta_m \frac{\delta}{2} (A_m \xi_{m,n} - \\
&\quad - B_m \zeta_{m,n}) \left(C_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} + D_m \right); \\
&B_n \left[D_n \left(\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \frac{\mu}{h} \right) - C_n \left(\mu_0 \beta_n + \frac{\mu}{h} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} \right) \right] + \\
&+ \frac{(-1)^n 4\mu H_c}{\beta_n \tau \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \cos \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2} = \frac{2(\mu_0 - \mu)}{h \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+n} \times \\
&\quad \times \operatorname{ch} \beta_m \frac{\delta}{2} (A_m f_{m,n} + B_m \varphi_{m,n}) \left(C_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} - D_m \right); \\
&B_n \left[D_n \left(\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \frac{\mu}{h} \right) + C_n \left(\mu_0 \beta_n + \frac{\mu}{h} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} \right) \right] + \\
&+ \frac{(-1)^n 4\mu H_c}{\beta_n \tau \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \cos \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2} = \frac{2(\mu_0 - \mu)}{h \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+n} \times \\
&\quad \times \operatorname{ch} \beta_m \frac{\delta}{2} (A_m f_{m,n} + B_m \varphi_{m,n}) \left(C_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} + D_m \right); \\
&B_n \left[D_n \left(\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \frac{\mu}{h} \right) + C_n \left(\mu_0 \beta_n + \frac{\mu}{h} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} \right) \right] - \\
&- \frac{(-1)^n 4\mu H_c}{\beta_n \tau \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \cos \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2} = \frac{2(\mu_0 - \mu)}{h \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+n} \times \\
&\quad \times \operatorname{ch} \beta_m \frac{\beta}{2} (A_m f_{m,n} - B_m f_{m,n}) \left(C_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} + D_m \right),
\end{aligned}\right\} \quad (8)$$

Рис. 3. Электромагнитная сила взаимодействия полумуфт.

1 — экспериментальная кривая; *2* — кривые, построенные по формулам (13) и (14) (*а* — при *b*=0; *б*—при *b*=0,005 м); *3*—кривая, построенная по формулам [2]



где

$$\left.\begin{aligned}
\xi_{m,n} &= \frac{\cos(\beta_m - \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m - \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m - \beta_n)\tau} + \\
&+ \frac{\cos(\beta_m + \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m + \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m + \beta_n)\tau}; \\
\zeta_{m,n} &= \frac{\sin(\beta_m - \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m - \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m - \beta_n)\tau} + \\
&+ \frac{\sin(\beta_m + \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m + \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m + \beta_n)\tau}; \\
f_{m,n} &= -\frac{\sin(\beta_m - \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m - \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m - \beta_n)\tau} + \\
&+ \frac{\sin(\beta_m + \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m + \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m + \beta_n)\tau}; \\
\varphi_{m,n} &= \frac{\cos(\beta_m - \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m - \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m - \beta_n)\tau} - \\
&- \frac{\cos(\beta_m + \beta_n)\frac{\varepsilon}{2} \sin(\beta_m + \beta_n)\frac{b}{2}}{(\beta_m + \beta_n)\tau}.
\end{aligned}\right\} \quad (9$$

Из системы уравнений (8) следует, что $A_m C_m = B_m D_m = 0$, а остальные постоянные интегрирования определяются из решения бесконечной совокупной системы алгебраических уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
z_n + \sum_{m=1}^{\infty} (a_{m,n} z_m - b_{m,n} v_m) &= d_n; \\
v_n + \sum_{m=1}^{\infty} (g_{m,n} z_m - c_{m,n} v_m) &= e_n,
\end{aligned}\right\} \quad (10$$

где

$$z_n = \frac{(-1)^n A_n D_n}{\tau H_c} \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2}; \qquad v_n = \frac{(-1)^n B_n C_n}{\tau H_c} \operatorname{ch} \beta_n \frac{\delta}{2};$$

$$a_{m,n} = \frac{2(\mu_0 - \mu)\xi_{n,n}}{h\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \mu}; \qquad b_{m,n} = \frac{2(\mu_0 - \mu)\zeta_{m,n} \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2}}{h\mu_0 \beta_n \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + \mu};$$

$$q_{m,n} = \frac{2(\mu_0 - \mu) f_{m,n}}{h\mu_0 \beta_n + \mu \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2}}; \qquad c_{m,n} = \frac{2(\mu_0 - \mu)\varphi_{m,n} \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2}}{h\mu_0 \beta_n + \mu \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2}};$$

$$d_n = \frac{4\mu}{\mu_0 \beta_n \tau} \sin \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2}; \qquad e_n = \frac{4\mu}{\mu_0 \beta_n \tau} \cos \beta_n \frac{\varepsilon}{2} \cos \beta_n \frac{b}{2}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Тангенциальную составляющую электромагнитной силы $f_{эм}$, действующую на нижнюю полумуфту, определим на основании следующих рассуждений. Так как в теле магнита отсутствует составляющая напряженности магнитного поля по оси x, то H_x при $y=-\delta/2$ по закону полного тока эквивалентна поверхностной плотности тока, направленного перпендикулярно плоскости рис. 2. Следовательно, тангенциальная составляющая $f_{эм}$, действующая на нижнюю полумуфту в пределах полюсного деления, будет:

$$f_{эм} = l \int_{-\tau/2}^{\tau/2} [H_x B_y]_{y=-\delta/2} dx - l \int_{\frac{a-\varepsilon}{2}}^{\frac{a-\varepsilon}{2}+b} [H_x B_y]_{y=-\delta/2} dx, \quad (11)$$

где l — длина муфты в осевом направлении, т. е. перпендикулярном плоскости рис. 2.

Выполнив интегрирование в выражении (11), получим

$$f_{эм} = \mu_0 l \tau H_c^2 \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{z_m v_m \beta_m^2 \tau^2}{2\operatorname{ch}^2 \beta_m \frac{\delta}{2}} - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \beta_m \beta_n \tau^2 \left[z_m \left(z_n \xi_{m,n} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + v_n \varphi_{m,n} \right) - v_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} \left(z_n \xi_{m,n} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + v_n f_{m,n} \right) \right] \right\}. \quad (12)$$

Формулу (12) преобразуем к более удобной для практических расчетов форме. Для этого предварительно вычислим внутренние суммы, введя для них дополнительные обозначения:

$$t_m = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \tau \left(z_n \xi_{m,n} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + v_n \varphi_{m,n} \right); \quad S_m =$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \tau \left(z_n \xi_{m,n} \operatorname{th} \beta_n \frac{\delta}{2} + v_n f_{m,n} \right). \quad (13)$$

Подставляя эти значения в выражение (12), получим формулу для вычисления тангенциальной составляющей электромагнитной силы взаимодействия полумуфт на полюсном делении:

$$f_{эм} = \mu_0 l \tau H_c^2 \sum_{m=1}^{\infty} \beta_m \tau \left(v_m s_m \operatorname{th} \beta_m \frac{\delta}{2} + \frac{\beta_m \tau z_m v_m}{2\operatorname{ch}^2 \beta_m \frac{\delta}{2}} - z_m t_m \right). \quad (14)$$

По формулам (13) и (14) были произведены расчеты максимального значения $f_{эм}$, которое достигается при $\varepsilon=\pm\tau/2$, для магнитов марки 2БА со следующими параметрами: $H_c=183$ кА/м; $a=0{,}025$ м; $h=0{,}011$ м; $l=0{,}116$ м; $\mu=1{,}35\mu_0$. Для обеспечения необходимой точности расчетов достаточно было решения системы (10) из семи уравнений, что указывает на ее хорошую сходимость и обусловленность.

На рис. 3 построены зависимости максимальной электромагнитной силы, развиваемой на полюсном делении, от размера воздушного зазора между полумуфтами δ. Очевидно, кривые *2*, построенные по формулам (13) и (14), имеют меньшие расхождения с экспериментальной кривой *1*, чем кривая *3*, заимствованная из [2]. Электромагнитные силы, рассчитанные по (13) и (14), имеют конечное значение при $\delta=0$, что согласуется с физическими представлениями о работе постоянных магнитов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ганзбург Л. Б., Глуханов Н. П., Рейфе Е. Д.** Механизмы с магнитной связью. — Л.: Машиностроение, 1973.

2. **Вишневский Н. Е., Глуханов Н. П., Ковалев И. С.** Машины и аппараты с герметичным электроприводом. — Л.: Машиностроение, 1977.

[03.03.82]

УДК 621.314.682

Векторное представление токов и напряжений при анализе цепей с вентильными преобразователями

САВИН А. Г., канд. техн. наук

Калининский политехнический институт

При анализе электромагнитных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, широко используется замена преобразователя эквивалентным источником несинусоидального тока или напряжения. Определение формы тока (напряжения) этого эквивалентного источника для простейших преобразователей не вызывает трудностей. Однако для сложных многовентильных преобразователей, состоящих из нескольких элементарных ячеек, соединенных трансформаторами, эквивалентная форма неочевидна и для определения не требуется анализировать электромагнитные процессы в преобразователе. Решение этой задачи существенно упрощается при использовании векторного изображения прямоугольно-ступенчатых функций [1—3], поскольку кривые токов или напряжений вентильных преобразователей, связывающих цепи постоянного и переменного тока, имеют прямоугольно-ступенчатую форму.

Образуем прямоугольно-ступенчатую функцию следующим образом. Пусть на комплексной плоскости дискретно вращается вектор длиной Y_m. Вектор неподвижен на интервале $T_и$, а затем мгновенно поворачивается на угловой шаг

$$\Delta\sigma = \frac{2\pi}{N}, \quad (1)$$

где N — число шагов за период.

Тогда искомая функция определится как проекция вектора на ось $+j$ (рис. 1):

$$y_t = \operatorname{Im} \left\{ Y_m e^{j \left(\Delta\sigma \left[\frac{t}{T_и} \right] + \sigma_1 \right)} \right\}, \quad (2)$$

где $[t/T_и]$ — целая часть дроби $t/T_и$; σ_1 — начальная фаза вектора $\dot{Y}_m$ при $t=0$.

Поскольку величина y_t в течение интервалов $T_и$ остается постоянной, она может быть определена как функция номера интервала:

$$y_q = \operatorname{Im} \{ Y_m e^{j [\Delta\sigma (q-1) + \sigma_1]} \} \quad (3)$$

или

$$y_q = Y_m \sin [\Delta\sigma (q-1) + \sigma_1], \quad (3а)$$

где

$$q = 1 + [t/T_и], \quad q = 1, 2, 3 \ldots$$

Укажем некоторые основные свойства функции (2). При изменении начальной фазы вектора $\dot{Y}_m$ в диапазоне $0 \leqslant \sigma_1 < \Delta\sigma$ изменяется форма прямоугольно-ступенчатой функции, что наглядно видно на рис. 1,*а—б*. Изменение величины σ_1 на целое число шагов не изменяет форму кривой, но она сдвигается вдоль оси времени. Опуская промежуточные выкладки, запишем окончательные выражения:

действующее значение функции при $N \geqslant 3$

$$Y = \frac{1}{\sqrt{2}} Y_m; \quad (4)$$

амплитуда основной гармоники

$$Y_{m(1)} = \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} Y_m; \quad (5)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

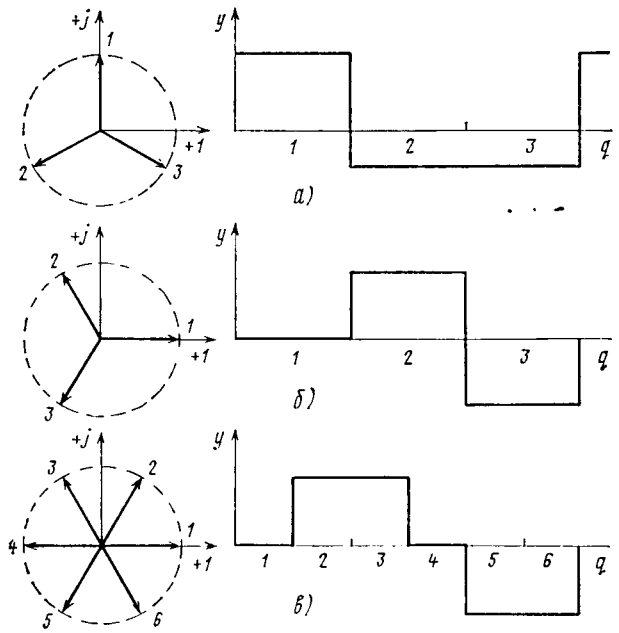


Рис. 1. Образование прямоугольно-ступенчатой функции с помощью дискретно-вращающего вектора

амплитуда высших гармоник

$$Y_{m(k)} = \frac{1}{k} Y_{m(1)}, \quad k = Ns \pm 1; \quad s = 1, 2, 3, \ldots \tag{6}$$

Следовательно, прямоугольно-ступенчатая функция (2) однозначно характеризуется длиной вектора Y_m, его начальной фазой σ_1 и шагом вращения $\Delta\sigma$, и поэтому вектор, для которого определены комплексная амплитуда и шаг вращения

$$\dot{Y}_m = Y_m e^{j\sigma_1}, \quad \Delta\sigma,$$

может рассматриваться как изображение функции (2).

Отметим также, что прямоугольно-ступенчатой функции (2) соответствует непрерывная функция $f_t = Y_m \sin(\omega t + \sigma_1)$. Это соответствие выражается в том, что равны мгновенные значения обеих функций в равноотстоящие друг от друга моменты времени $t = nT_и$, $n = 0, 1, 2, \ldots$ и равны комплексные амплитуды их изображающих векторов. Различие в характере функций обусловлено различными законами движения изображающих векторов.

Рассмотрим трехфазную нулевую схему выпрямления. Для нее справедливо

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = i_d, \tag{7}$$

где i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, i_d — мгновенные значения токов вентилей и нагрузки.

Используя [2 и 3], обозначим

$$i_0 = \frac{i_{2a} + i_{2b} + i_{2c}}{3}.$$

Тогда токи вентилей можно представить в виде:

$$\left.\begin{aligned} i_{2a} &= i'_{2a} + i_0; \\ i_{2b} &= i'_{2b} + i_0; \\ i_{2c} &= i'_{2c} + i_0. \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Если считать коммутацию вентилей мгновенной, а индуктивность нагрузки бесконечно большой, то выпрямленный ток будет идеально сглажен (I_d=const) и токи вентилей будут иметь вид прямоугольных импульсов, продолжительностью 120°, смещенных относительно друг друга также на 120°. Тогда $I_0 = (1/3) I_d$. При этом форма составляющих токов i'_{2a}, i'_{2b}, i'_{2c} соответствует форме прямоугольно-ступенчатой функции рис. 1,*а*, и, следовательно, эти составляющие могут быть изображены тремя векторами, вращающимися дискретно и синхронно с шагом $\Delta\sigma = 2\pi/3$ и смещенными друг относительно друга на угол $2\pi/3$. Моменты мгновенного поворота векторов соответствуют моментам коммутации вентилей.

Считая, что момент $t=0$ соответствует началу проводимости вентиля фазы A, можно записать:

$$\left.\begin{aligned} I'_{2a} &= I_{2m} e^{j\frac{\pi}{2}}; \\ I'_{2b} &= I_{2m} e^{-j\frac{\pi}{6}}; \\ I'_{2c} &= I_{2m} e^{-j\frac{5\pi}{6}}, \end{aligned}\right\}$$

где $\Delta\sigma = \frac{2\pi}{3}$.

При указанных допущениях систему уравнений (8) можно представить в виде векторной диаграммы рис. 2,*а*. Поскольку при $t=0$

$$i_{2a} = I_d = I_{2m} + I_0,$$

имеем

$$I_{2m} = \frac{2}{3} I_d.$$

Система уравнений (8) и векторная диаграмма рис. 2 представляют систему трехфазных токов (7) в виде суммы симметричных составляющих прямой и нулевой последовательностей.

При отсутствии насыщения трансформатор преобразователь является линейным устройством, к которому может быть применен принцип суперпозиции. Тогда в соответствии с [4] при соединении первичных обмоток трансформатора по схеме звезда составляющие нулевой последовательности в первичных токах отсутствуют, а для составляющих прямой последовательности если пренебречь намагничивающими токами, справедливо:

$$w_1 i_{1l} = w_2 i'_{2l}, \quad l = a, b, c,$$

где w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток.

Из этого следует, что первичные токи в любой момент времени пропорциональны токам вентилей прямой последовательности и могут быть изображены системой векторов:

$$\dot{I}_{1l} = k \dot{I}'_{2l}, \quad \Delta\sigma = 2\pi/3, \quad l = a, b, c, \tag{9}$$

где $k = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации фазных напряжений трансформатора.

Векторы токов I_{1l} вращаются синхронно с системой вентильных токов прямой последовательности.

При соединении первичных обмоток трансформатора по схеме треугольника линейные токи определяются как

$$\left.\begin{aligned} i_A &= i_{1a} - i_{1b}; \\ i_B &= i_{1b} - i_{1c}; \\ i_C &= i_{1c} - i_{1a}. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Поскольку I_0=const, составляющие нулевой последовательности в фазных токах отсутствуют. Тогда токи в правой части системы (10) будут изображаться векторами в соответствии с уравнением (9а), а для системы (10) в целом будет справедлива векторная диаграмма рис. 2,*б*. Из нее следует, что система векторов линейных токов повернута на 30° относительно векторов фазных токов, а модуль линейных токов в $\sqrt{3}$ больше модуля токов фазных. Поскольку мгновенный поворот векторов происходит одновременно для обеих систем, указанное соотношение справедливо при любом шаге вращения векторов. Поэтому в общем случае для линейных и фазных прямоугольно-ступенчатых величин, изображенных дискретно-вращающимися векторами с произвольным шагом вращения, можно записать:

$$\dot{Y}_{mл} = \sqrt{3}\, Y_{mф} e^{j\frac{\pi}{6}}, \quad \Delta\sigma_л = \Delta\sigma_ф. \tag{11}$$

Аналогичное соотношение для фазных и линейных напряжений трехфазного мостового инвертора напряжения получено в [1].

Из (11), в частности, следует, что гармонический состав линейных и фазных величин одинаков, а их форма различна если $\Delta\sigma n \neq \pi/6$, $n = 1, 2, 3, \ldots$. Форма линейных токов при соединении первичных обмоток по схеме треугольника показана на рис. 1,*б*.

При переключении первичных обмоток трансформатора с схемы звезда на треугольник изменяется полный коэффициент трансформации $k_т$, определяемый отношением линейных токов или линейных напряжений первичной и вторичной обмоток

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

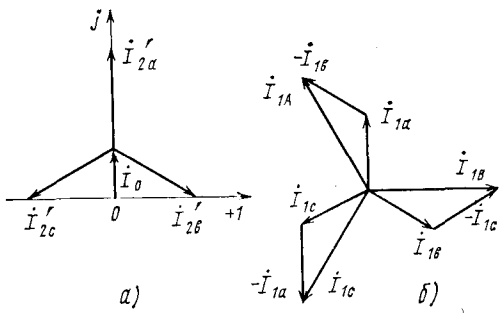


Рис. 2. Векторные диаграммы вторичных токов трехфазного нулевого выпрямителя (*а*) и первичных токов трехфазного выпрямителя при соединении первичных обмоток трансформатора по схеме треугольника (*б*)

В общем случае для любой схемы соединения обмоток преобразование величины и фазы синусоидальных токов (напряжений) в трехфазном трансформаторе характеризуется коэффициентом трансформации в комплексной форме:

$$K = k_т e^{j\psi};$$
$$\dot{I}_1 = K\dot{I}_2,$$

где ψ — угол сдвига между первичным и вторичным линейными токами (напряжениями).

Тогда в силу соответствия между синусоидальными и прямоугольно-ступенчатыми функциями комплексные амплитуды векторов первичных токов трехфазной нулевой схемы выпрямления будут определяться системой уравнений

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{1A} &= K\dot{I}'_{2a} = \frac{2}{3} k_т I_d e^{j(\psi+\pi/2)}; \\ \dot{I}_{1B} &= K\dot{I}'_{2b} = \frac{2}{3} k_т I_d e^{j(\psi-\pi/6)}; \\ \dot{I}_{1C} &= K\dot{I}'_{2c} = \frac{2}{3} k_т I_d e^{j(\psi-5\pi/6)}, \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

где $\Delta\sigma = 2\pi/3$.

Перепишем первое уравнение системы (12) в виде:

$$i_{1(q)} = \frac{2}{3} k_т I_d \cos\left[\frac{2\pi}{3}(q-1) + \psi\right]. \qquad (12а)$$

Уравнение (12а) выражает закон первичных токов Чернышова [5] для частного случая трехфазного нулевого преобразователя: «ток в первичной обмотке одной из фаз симметричной трехфазной системы, для которой выполняется условие $i_a+i_b+i_c=0$ составляет (2/3) $k_т$ от анодного тока, умноженного на косинус угла между напряжениями данной первичной фазы и напряжением горящего анода», поскольку в нулевой схеме преобразования ток открытого вентиля равен выпрямленному току, а аргумент косинуса в уравнении (12а) соответствует углу сдвига между фазным напряжением сети и напряжением проводящего вентиля. Из закона Чернышова следует, что система (12) описывает первичные токи любого m_2-фазного нулевого преобразователя, если положить

$$\Delta\sigma = 2\pi/m_2.$$

Получим в векторной форме уравнение первичного тока трехфазного мостового преобразователя. Известно, что мостовую схему можно представить в виде последовательного соединения по постоянному току двух нулевых схем (рис. 3,*а*). Если $R_1=R_2$, то $I_{d1}=I_{d2}=I_d$, ток в нулевом проводе отсутствует и нагрузки R_1 и R_2 можно заменить одной эквивалентной $R_э = R_1+R_2$, а нулевой провод исключить. Тогда линейные токи моста $i_л$ равны сумме линейных токов i_1 и i_2 катодной и анодной групп вентилей, каждый из которых может быть разложен на составляющие.

При принятом на рис. 3,*а* положительном направлении токов справедливо:

$$i_л = i_1 + i_2 = i'_1 + i'_2.$$

На рис. 4,*в* мгновенные значения токов i'_1 и i'_2 для фазы A при $t=0$ изображены соответствующими векторами. Их положение сохранится неизменным в течение интервала $0-t_1$. В момент t_1, а затем в момент t_2 произойдет переключение вентилей в катодной и анодной группах. Это вызовет поочередной поворот векторов I'_1 и I'_2 на шаг $\Delta\sigma=120°$ (рис. 3,*г*, *д*). При этом результирующий вектор будет каждый раз поворачиваться на шаг $\Delta\sigma_Σ = 60°$, а его длина останется неизменной. Из векторных диаграмм вытекает:

$$\dot{I}_л = \dot{I}'_1 + \dot{I}'_2; \quad \Delta\sigma_Σ = \frac{1}{2}\Delta\sigma; \quad I_л = \sqrt{3}\, I'_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d.$$

Следовательно, линейный ток мостового преобразователя (для фазы A) описывается дискретно вращающимся вектором с параметрами

$$\dot{I}_{лa} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d; \quad \Delta\sigma = \frac{\pi}{3}, \qquad (13)$$

а его мгновенные значения на интервалах

$$i_{лa(q)} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \sin\frac{\pi}{3}(q-1). \qquad (13а)$$

Токи двух других фаз описываются аналогичными уравнениями, начальная фаза в которых изменена на $\pm 120°$. Форма кривой линейного тока соответствует рис. 1,*в*, и уравнение (13а) может быть получено непосредственно из этого рисунка. Поскольку линейный ток мостового выпрямителя имеет такую же форму, что и линейное напряжение трехфазного мостового инвертора напряжения, уравнение (13) справедливо и для инвертора, если заменить в нем токи на соответствующие напряжения [1].

Схему звезда — звезда с уравнительным реактором (схему Кюблера) и каскадную схему Вологдина также можно представить в виде соединения двух нулевых трехфазных схем, подключенных каждая к собственной вторичной обмотке трансформатора. В трансформаторе происходит суммирование м. д. с., созданных токами обеих нулевых групп. При этом м. д. с. нулевой последовательности взаимно компенсируются, а м. д. с., созданные токами прямой последовательности, компенсируются м. д. с. токов первичной обмотки трансформатора. Считая, что она соединена в звезду, получаем:

$$\dot{I}_{1л} = \frac{2}{\sqrt{3}} k_т I_d, \quad \Delta\sigma = \frac{\pi}{3}. \qquad (13б)$$

Здесь I_d — выпрямленный ток нулевой группы, равный току нагрузки для схемы Вологдина и половине тока нагрузки для схемы Кюблера.

С целью уменьшения содержания высших гармоник в токе и напряжении преобразователей широко используются сложные схемы, содержащие несколько элементарных ячеек, работающих на общую нагрузку со сдвигом по фазе относительно друг друга. Наиболее часто в качестве элементарных используются шестипульсные преобразователи и, прежде всего, трехфазная мостовая схема. В практически применяемых схемах выпрямителей элементарные мосты соединены по переменному току параллельно, а в инверторах напряжения — последовательно. Установим связь между величинами постоянного и переменного тока

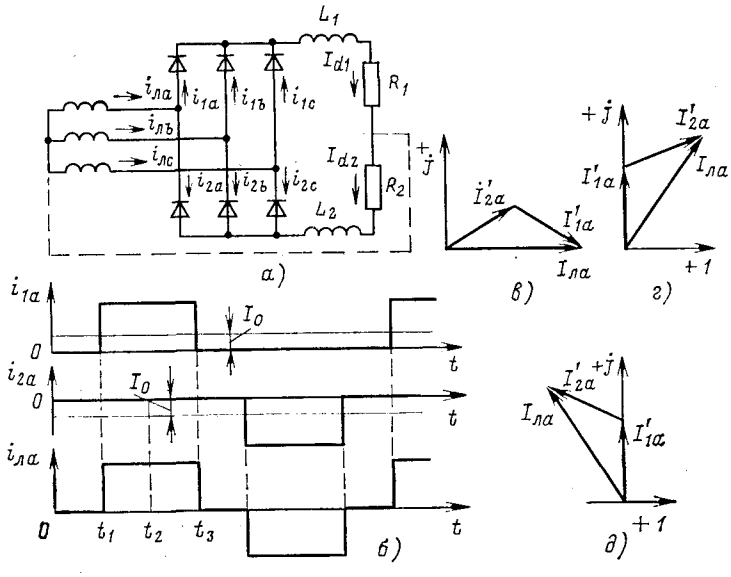


Рис. 3. Временные и векторные диаграммы трехфазного мостового выпрямителя

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

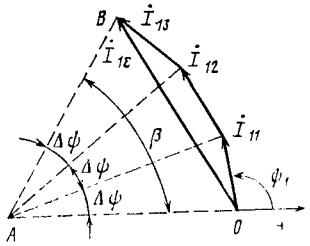


Рис. 4. Векторная диаграмма многопульсного преобразователя

многомостового преобразователя. Для определенности рассмотрим выпрямитель. В силу симметрии преобразователя ограничимся уравнениями токов одной фазы.

Полагаем, что сопротивление сети переменного тока равно нулю, что исключает влияние мостов друг на друга. Тогда линейные токи каждого из мостов описываются уравнением (13), и эти токи сдвинуты относительно друг друга во временной области на угол $\pi/3M$, где M — число мостов. Линейные напряжения мостов также сдвинуты относительно друг друга на угол $\Delta\psi=\pi/3M$. Этот сдвиг создается соответствующим соединением обмоток преобразовательных трансформаторов. Пронумеруем их в порядке увеличения угла сдвига вторичных линейных напряжений относительно соответствующих линейных напряжений сети. Тогда

$$\psi_l=\psi_1+\Delta\psi(l-1),$$

где l — номер трансформатора ($l=1, 2, \ldots, M$); ψ_1 — угол сдвига первого трансформатора.

Коэффициент трансформации трансформаторов в комплексной форме

$$K_l = k_T e^{j\psi_l}.$$

При любом M всегда может быть указан интервал времени, когда одноименные вторичные линейные токи равны нулю, а вентили, соединенные с соответствующими фазами обмоток, закрыты. Примем начало этого интервала за начало отсчета времени. Равенство нулю одноименных линейных токов означает, что их изображающие векторы в рассматриваемый момент совпадают по фазе, и комплексные амплитуды определяются уравнением (13). Тогда комплексные амплитуды первичных токов

$$\dot{I}_{1l} = K_l \dot{I}_л = k_T I_л e^{j\psi_l}.$$

Алгебраическое суммирование мгновенных значений первичных токов можно заменить геометрическим сложением изображающих векторов на векторной диаграмме рис. 4. Векторы I_{11}—I_{1M} образуют часть периметра правильного $6M$-угольника, вокруг которого может быть описана окружность радиусом R с центром в точке A. Тогда треугольник OAB — равносторонний, так как $\beta=\Delta\psi M=\pi/3$. Следовательно, $OA=OB=R$.

Исходя из свойств многоугольника, находим [6]:

$$I_{1\Sigma} = \frac{I_{1л}}{2\sin\frac{\Delta\psi}{2}} = \frac{k_T I_d}{\sqrt{3}\sin\frac{\pi}{6M}}.$$

При коммутации вентилей первого моста изображающий его вектор повернется на шаг $\Delta\sigma=\pi/3$, а положение остальных векторов останется неизменным. Это вызовет поворот всей системы векторов на угол

$$\Delta\sigma_\Sigma = \Delta\psi = \frac{\pi}{3M} = \frac{\Delta\sigma}{M},$$

при этом величина результирующего вектора $\dot{I}_{1\Sigma}$ останется неизменной. Коммутация вентилей следующего моста вызовет очередной поворот системы векторов на шаг $\Delta\sigma_\Sigma=\frac{\pi}{3M}$ и т. д. Таким образом, на любом интервале мгновенное значение результирующего тока равно проекции вектора $\dot{I}_{1\Sigma}$ на ось $+j$, что позволяет рассматривать его как изображение тока многомостового преобразователя. На рис. 4 находим начальную фазу вектора $\dot{I}_{1\Sigma}$:

$$\sigma_{1\Sigma} = \psi_1 + \Delta\psi\,\frac{M-1}{2}.$$

Это выражение может быть уменьшено на целое число углов $\Delta\psi$. Тогда комплексная амплитуда изображающего вектора имеет вид:

$$\dot{I}_{1\Sigma} = \frac{k_T I_d}{\sqrt{3}\sin\frac{\pi}{6M}}\, e^{j\sigma_{1\Sigma}}, \qquad (14$$

где $\Delta\sigma=\frac{\pi}{3M}$; $\sigma_{1\Sigma}=\begin{cases}\psi_1 & \text{при нечетном } M;\\ \psi_1+\frac{\pi}{6M} & \text{при четном } M.\end{cases}$

Полученное уравнение устанавливает связь между переменным током многомостового преобразователя и выпрямленным током единичного моста. Связь между выпрямленным током нагрузки и током единичного моста легко находится из схемы соединения мостов по постоянному току.

Уравнение (14) может быть применено и для преобразователя, состоящего из нескольких шестипульсных ячеек, выполненных по схеме Кюблера. В этом случае под I_d нужно понимать выпрямленный ток одной нулевой группы.

Если в уравнении (14) заменить токи на напряжение, оно будет определять связь между постоянным и переменным линейным напряжениями многомостового инвертора напряжения вторичные обмотки силовых трансформаторов которого соединены последовательно. При этом k_T определяется отношение линейных первичных и вторичных токов. Действующее значение переменного тока (напряжения) и его гармонический состав определяются уравнениями (4)—(6), если в них положить $N=6M$.

В промежутках между коммутациями вентилей преобразователь может рассматриваться как линейная система, для которой мгновенные значения токов и напряжений на входе и выходе пропорциональны друг другу. Коэффициент пропорциональности является переменной во времени величиной и определяется коммутационной функцией преобразователя [7]. Разделив обе части уравнения (14) на I_d, получим комплексную амплитуду вектора коммутационной функции для линейных величин одной из фаз преобразователя. Тогда ординаты коммутационной функции на интервалах определятся как

$$k_q = \frac{k_T}{\sqrt{3}\,A\sin\frac{\pi}{6M}}\sin\left[\frac{\pi}{3M}(q-1)+\sigma_{1\Sigma}\right],$$

где A — коэффициент, учитывающий схему соединения мостов по постоянному току (для выпрямителей $A=1$ при последовательном соединении и $A=M$ — при параллельном; для инверторов $A=1$ при параллельном соединении мостов).

Переход к коммутационной функции фазных величин производится с помощью уравнения (11).

Дискретно вращающийся вектор может быть использован для синтеза прямоугольно-ступенчатой кривой, аппроксимирующей синусоиду. Такая задача возникает при проектировании инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) напряжения [8] и систем управления преобразователей [9]. Одним из основных требований при этом является устранение из кривой k гармоник, ближайших к основной. В [8 и 9] такой синтез осуществляется путем составления громоздкой системы уравнений и решения ее на ЦВМ. Уравнение (3а) позволяет непосредственно рассчитывать ординаты прямоугольно-ступенчатой функции, аппроксимирующей синусоиду, для чего надо определить величины N и σ_1 в зависимости от заданного k (k — номер последней из устраняемых гармоник).

Поскольку существует однозначная связь между числом шагов изображающего вектора и порядком высших гармоник, величина N должна удовлетворять условию

$$N \geqslant k+2.$$

Из рис. 1 следует, что для симметрии напряжения необходимо выбирать N четным и $\sigma_1=0$ или $\sigma_1=\frac{1}{2}\Delta\sigma$. Так как в инверторах с АИМ, осуществляемой переключением отпаек трансформатора, для формирования каждой ступени напряжения (в том числе и нулевой) требуется ключевой элемент, оптимальным следует считать такой синтез, при котором заданное число гармоник подавляется при минимуме числа ступеней или, что точнее, при выбранном числе ступеней уничтожается максимальное число гармоник. Для выполнения последнего требования необходимо принимать $N=4p$, $\sigma_1=\frac{1}{2}\Delta\sigma$.

В полученном напряжении при этом содержатся гармоники порядка $4ps\pm1$, $s=1, 2, 3, \ldots$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Хроника

СОЛОМОН АБРАМОВИЧ СОВАЛОВ

(К 75-летию со дня рождения)

Соломону Абрамовичу Совалову, заместителю главного инженера ЦДУ ЕЭС СССР, заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, доктору технических наук исполнилось 75 лет.

После окончания Государственного электромашиностроительного института в 1929 г. С. А. Совалов прошел большой трудовой путь в энергетике от техника Мосэнерго до одного из руководителей Центрального Диспетчерского управления Единой энергетической системы СССР и стал крупнейшим в Советском Союзе специалистом в области ведения режимов энергосистем. Под его руководством и при его непосредственном участии разрабатываются научные основы и осуществляется дальнейшее развитие Единой энергосистемы СССР.

Проведенные С. А. Соваловым теоретические и экспериментальные исследования в области режимов работы дальних электропередач сверхвысокого напряжения и параллельной работы энергосистем позволили впервые в мировой практике обеспечить параллельную работу мощных энергообъединений по слабым связям и ускорить создание ЕЭС Европейской части страны.

С. А. Совалов является одним из основателей новой области в оперативно-диспетчерском управлении мощными энергообъединениями — системы противоаварийной автоматики. Широкое использование противоаварийной автоматики, которое было начато под его руководством в 1956 г., обеспечило значительный экономический эффект за счет повышения загрузки дальних электропередач.

С. А. Совалов является пионером в области использования вычислительной техники в энергетике. Внедренный

под его руководством комплекс математических программ успешно используется при решении оптимизационных и электротехнических задач в ЦДУ, ОДУ и крупных энергосистемах.

Под руководством С. А. Совалова проведен целый ряд уникальных экспериментальных работ: исследование устойчивости параллельной работы дальних электропередач Куйбышев — Москва, Волгоград — Москва и др.; исследование полуволновой электропередачи 500 кВ, когда впервые в истории была устойчиво передана мощность 1 млн. кВт на расстояние 3000 км; испытание параллельной работы ЕЭС СССР с объединенной энергосистемой «Мир».

В настоящее время С. А. Совалов руководит разработкой математического обеспечения и комплекса технических средств автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ) ЕЭС СССР. В этой работе принимают участие более 50 научно-исследовательских институтов.

С. А. Совалов самостоятельно и в соавторстве опубликовал более 200 научных трудов, заложивших основы теории управления нормальными и аварийными режимами работы ЕЭС СССР. В первую очередь, следует отметить такие его книги, как «Дальние передачи переменного тока», «Сильное регулирование возбуждения», «Режимы электропередач 400—500 кВ», «Автоматизация управления энергообъединениями».

С. А. Совалов возглавляет комиссию по выработке директивных материалов по нормативам устойчивости энергосистем, имеющих общесоюзное научное и практическое значение, является организатором и создателем школы режимной работы по освоению дальних электропередач и объединению энергосистем, членом национального комитета СИГРЭ и Научно-технического Совета по проблемам энергетики и электрификации ГКНТ СССР. Он воспитал большую группу специалистов, ведущих в настоящее время основную работу по оптимизации режимов, повышению надежности и автоматизации управления режимами ЕЭС СССР.

За безупречную творческую работу в энергетике С. А. Совалов награжден орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей и учеников

Выводы. 1. Переменный ток (напряжение) многофазного вентильного преобразователя, связывающего цепи постоянного и переменного тока, может быть изображен дискретно вращающимся вектором, шаг вращения которого равен углу пульсаций преобразователя. Амплитуда, начальная фаза и шаг вращения изображающего вектора однозначно характеризует величину, форму и гармонический состав переменного тока (напряжения).

2. Изображающий вектор тока (напряжения) сложного многопульсного преобразователя, состоящего из нескольких одинаковых ячеек, соединенных по переменному току параллельно (последовательно), равен геометрической сумме изображающих векторов первичных токов (напряжений) составляющих ячеек.

3. Изображающие векторы трехфазной системы линейных прямоугольно-ступенчатых величин в $\sqrt{3}$ больше векторов фазных величин и повернуты относительно последних на 30°.

4. С помощью дискретно вращающегося вектора может быть произведен оптимальный синтез прямоугольно-ступенчатого напряжения, аппроксимирующего синусоиду с заданной точностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б.** Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. — Л.: Энергия; 1969.

2. **Кривицкий С. О., Эпштейн И. И.** Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970.

3. **Чванов В. А.** Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. — М.: Энергия, 1978.

4. **Иванов-Смоленский А. В.** Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

5. **Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.** Справочник по математике. — М.: ГИТТЛ, 1953.

6. **Чернышев М. А.** Закон первичных токов многофазных мутаторов. — Электричество, 1940, № 6.

7. **Булгаков А. А.** Основы динамики управляемых вентильных систем. — М.: Изд. АН СССР, 1963.

8. **Тонкаль В. Е.** Синтез автономных инверторов модуляционного типа. — Киев: Наукова думка, 1979.

9. **Жемеров Г. Г., Коляндр И. Л.** Выбор оптимальной формы напряжения управления для преобразователей частоты с непосредственной связью. — ЭП. Преобразовательная техника, 1975, вып. 9(68).

[16.04.82]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

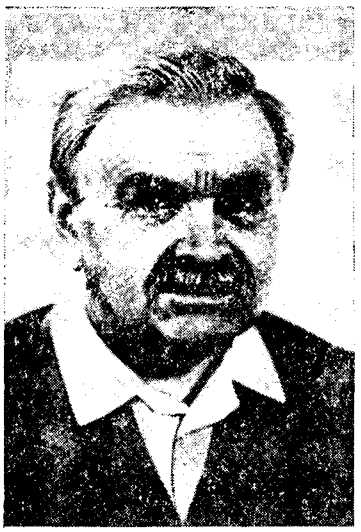
ЛЕВ ВЕНИАМИНОВИЧ ЦУКЕРНИК

(К 75-летию со дня рождения)

Лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки УССР, доктор технических наук, профессор Лев Вениаминович Цукерник отметил в декабре 1982 г. 75 лет со дня рождения и 50 лет инженерной, научной и общественной деятельности. После окончания в 1932 г. Харьковского электротехнического института Л. В. Цукерник работал инженером научно-исследовательского сектора, ассистентом, а после защиты в 1936 г. кандидатской диссертации, доцентом кафедры центральных электрических станций того же института.

Со дня создания Института энергетики АН УССР (1939 г.) Л. В. Цукерник занимал в нем должность старшего научного сотрудника и руководил организованной им лабораторией электрических станций и энергосистем. После создания в 1947 г. Института электротехники АН УССР Л. В. Цукерник был заместителем директора по научной работе этого учреждения, одновременно продолжая заведовать лабораторией.

Результаты глубоких теоретических и экспериментальных исследований легли в основу докторской диссертации «Автоматическое регулирование возбуждения синхронных машин и вопросы устойчивости сложных энергетических систем», которую Л. В. Цукерник защитил в 1962 г. В 1964 г. ему было присвоено звание профессора.



В 1964 г. Институт электротехники АН УССР был реорганизован в Институт электродинамики АН УССР, в котором Л. В. Цукерник стал заведующим отделом моделирования электрических систем.

В 1950 г. за работу «Разработка и внедрение устройств компаундирования генераторов электростанций для повышения устойчивости энергосистем и улучшения условий работы электроустановок» Л. В. Цукернику совместно с академиком С. А. Лебедевым присуждена Государственная премия СССР. Он является инициатором развертывания в СССР научно-исследовательских работ по применению электронных цифровых вычислительных машин для решения задач энергетики. Характерная особенность деятельности Л. В. Цукерника как ученого — нацеленность на потребности практики и высокая результативность внедрения научных разработок в народное хозяйство.

Талантливый педагог и организатор, профессор Л. В. Цукерник подготовил ряд кандидатов и докторов наук. Он автор около 200 научных трудов и изобретений, в том числе нескольких монографий, активный популяризатор достижений науки и техники.

Л. В. Цукерник много сил и энергии отдает научно-организаторской работе, являясь членом научных советов АН УССР и СССР, членом бюро республиканской секции энергетики общества «Знание», председателем секции Украинского правления Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности, удостоен звания почетного члена НТОЭ и ЭП.

Партия и правительство высоко оценили многолетнюю научную и общественную деятельность Л. В. Цукерника, наградив его орденом Трудового Красного Знамени и медалями. Он удостоен большой серебряной и золотой медалей ВДНХ СССР.

Группа товарищей и учеников

МИХАИЛ ВЛАДИМИРОВИЧ КОСТЕНКО

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет научно-педагогической деятельности доктора технических наук, профессора, члена-корреспондента АН СССР Михаила Владимировича Костенко — крупного ученого в области высоковольтной электротехники и электрофизики, заведующего кафедрой техники высоких напряжений Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина.

Трудовую деятельность М. В. Костенко начал в 1930 г. техником в Ленинградском отделении Гидроэлектропроекта, а затем работал в Северо-Западном отделении Теплоэлектропроекта. После окончания Ленинградского политехнического института он был оставлен в аспирантуре, где под руководством профессора А. А. Горева исследовал распространение электромагнитных волн в многопроводных линиях передачи высокого напряжения. Эта работа завершилась успешной защитой кандидатской диссертации в 1941 г.

Во время Великой Отечественной войны М. В. Костенко находился в рядах Советской Армии, затем вернулся в ЛПИ им. М. И. Калинина и продолжил педагогическую деятельность и научно-исследовательскую работу в области перенапряжений и переходных процессов в электрических системах.

В 1954 г. М. В. Костенко возглавил большой коллектив преподавателей и научных сотрудников кафедры и лаборатории техники высоких напряжений имени А. А. Горева. Под его руководством и при участии выполнен ряд оригинальных научно-исследовательских работ, имеющих большое теоретическое значение и получивших широкое внедрение в народном хозяйстве.

Впервые в Советском Союзе по руководством М. В. Костенко был разработан и создан анализатор грозозащиты подстанций и электрических машин, который уже более 30 лет широко используется в научно-исследовательских институтах и энергосистемах нашей страны и социалистических стран. Фундаментальные исследования были проведены им также в области распространения волн в многопроводных системах и в области влияния высоковольтных линий электропередачи на линии связи. Эти работы послужили основой для докторской диссертации, которая была успешно защищена М. В. Костенко в 1953 г.; в следующем году он был утвержден в ученом звании профессора, а в 1962 г. избран членом-корреспондентом АН СССР.

Работы М. В. Костенко и его школы получили всеобщее признание не только в СССР, но и за рубежом, где он достойно представлял советскую науку в международных конференциях, они отмечены медалями ВДНХ, премиями НТОЭ и ЭП, МВ и ССО РСФСР. В 1979 г. М. В. Костенко награжден Президиумом АН СССР премией им. П. Н. Яблочкова за серию трудов «Волновые процессы в многопроводных линиях». Он также является лауреатом Национальной премии ГДР.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

М. В. Костенко — автор многочисленных публикаций в советских и зарубежных технических журналах, 6 монографий, ряда изобретений. Под его руководством более 30 аспирантов и соискателей подготовили и защитили кандидатские и докторские диссертации.

М. В. Костенко проводит большую научно-общественную работу: является председателем секции электрофизики высоких напряжений Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», членом ученых и научно-технических советов ряда министерств и научно-исследовательских институтов, членом Советского национального комитета СИГРЭ, членом президиума ЦП НТОЭ и ЭП, заместителем председателя Научно-методической комиссии по инженерной электрофизике и членом президиума Научно-методического Совета по высшему электроэнергетическому образованию Минвуза СССР; много лет он работает в редколлегии журнала «Электричество».

Научная и преподавательская деятельность М. В. Костенко высоко оценена партией и правительством. Он награжден орденом Ленина, орденом Октябрьской Революции, трудовыми и боевыми медалями.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей

ЮРИЙ ГЕОРГИЕВИЧ ТОЛСТОВ

(К 70-летию со дня рождения)

Заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор Юрий Георгиевич Толстов известен широким кругам научной и инженерной общественности как крупный советский ученый в области электроэнергетики и преобразовательной техники.

Ю. Г. Толстов родился в январе 1913 г. в Ленинграде. В 1935 г. окончил Новочеркасский индустриальный институт, а в 1940 г. — аспирантуру Московского энергетического института и защитил кандидатскую диссертацию, посвященную передаче электроэнергии на дальние расстояния от асинхронных генераторов.

С 1940 г. Ю. Г. Толстов — старший научный сотрудник Энергетического института им. Г. М. Кржижановского. В то время он занимался проблемами электрического моделирования. Теоретические и экспериментальные исследования, проведенные в этой области Ю. Г. Толстовым, позволили решить ряд важных практических задач по рациональному размещению нефтяных скважин и явились одними из первых работ, на основе которых в Советском Союзе были разработаны и выпущены серийные электрические интеграторы.

С 1948 г. Ю. Г. Толстов работал заместителем заведующего лабораторией постоянного тока ЭНИН, руководителем которой был тогда чл.-корр. АН СССР К. А. Круг, а с 1952 г. по настоящее время является руководителем этой лаборатории, переименованной в 1965 г. в лабораторию преобразовательной техники им. К. А. Круга.

В 1950 г. он защитил докторскую диссертацию, посвященную использованию дросселей насыщения в преобразовательных установках. Эта работа, а также монографии, посвященные разработке основ методики аналитического исследования электромагнитных процессов в электрических цепях, содержащих вентили и нелинейные индуктивности, положили начало самостоятельному научному направлению, развитому в дальнейшем как в трудах Ю. Г. Толстова, так и в работах его учеников.

Ю. Г. Толстов является крупным ученым в области преобразовательной техники. Проведенные им научные исследования нашли широкое признание. На основе этих исследований проектируются и изготавливаются промышленные образцы статических преобразователей мощностью от десятков до нескольких тысяч киловатт. Под руководством Ю. Г. Толстова были проведены основополагающие теоретические и экспериментальные исследования по разработке высоковольтных тиристорных блоков, что позволило создать мощные тиристорные преобразователи: высоковольтные блоки открытой установки типа БТМ (130 кВ, 900 А), предназначенные для линий электропередачи постоянного тока, серийно выпускаемые установки типа ВРВ и преобразователи типа ПВТ.

В трудах Ю. Г. Толстова и его учеников получила дальнейшее развитие теория частотно-регулируемого электропривода. Изготовленные нашей промышленностью преобразователи для мощного электропривода (до 15000 кВт) типа СПЧР не имеют равных по своим параметрам в мировой практике.

В настоящее время на основе идей и разработок Ю. Г. Толстова и руководимого им коллектива изготавливается преобразователь для пуска агрегатов гидро-аккумулирующих электростанций, на основе блока БТМ впервые в Советском Союзе создается тиристорный компенсатор реактивной мощности для линий электропередач СВН, изготавливаются высоковольтные источники питания для термоядерных установок ТОКАМАК.

Под руководством Ю. Г. Толстова успешно выполнены исследования в области создания импульсных и знакопеременных источников питания для электрофильтров дымовых газов, устанавливаемых на электростанциях в металлургической и цементной промышленности. Предприятия электротехнической промышленности приступают к серийному выпуску новых источников питания для электрофильтров, снижающих выбросы пылей в атмосферу в 2—3 раза.

Большую научную деятельность Ю. Г. Толстов совмещает с педагогической работой. С 1953 г. он работает в Московском физико-техническом институте, много внимания уделяя научно-методической работе в области теоретической электротехники. Им созданы курсы лекций по электротехнике и теории электрических цепей. С начала трудовой деятельности и по настоящее время им опубликовано более 130 научных работ, в том числе 7 монографий.

Ю. Г. Толстов ведет большую научно-общественную работу. Более 20 лет он являлся членом экспертной комиссии ВАК по электротехнике, членом специализированных советов по присуждению ученых степеней. За активную работу по аттестации научных кадров Ю. Г. Толстов в 1982 г. награжден Почетной грамотой Президиума ВАК СССР. Он является также членом Научно-технического Совета по проблемам полупроводниковой техники при ГКНТ СССР, входит в состав редколлегии журнала «Электричество». В 1976 г. Ю. Г. Толстову присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, он награжден высокими правительственными наградами: орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

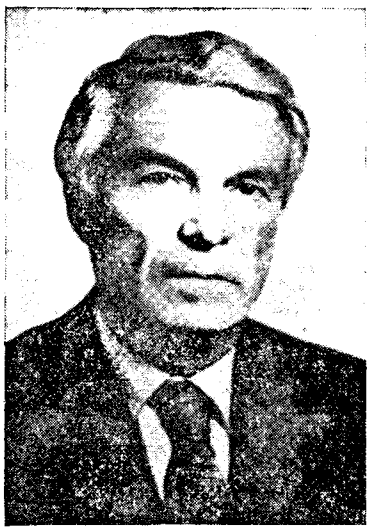
МОИСЕЙ СОЛОМОНОВИЧ ЛЕВИН

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения крупного ученого в области электроснабжения сельского хозяйства, доктора технических наук, профессора Моисея Соломоновича Левина.

В 1939 г. М. С. Левин поступил на факультет электрификации Московского института механизации и электрификации сельского хозяйства (ныне Московского института инженеров сельскохозяйственного производства им. В. П. Горячкина). В начале Великой Отечественной войны добровольцем ушел на фронт, участвовал в боях под Москвой. После тяжелого ранения в 1943 г. был демобилизован и вернулся в институт, который окончил в 1945 г.

После успешного окончания аспирантуры М. С. Левин в 1951 г. защитил кандидатскую диссертацию по исследованию устойчивости малых сельских энергосистем. В дальнейшем, работая во ВНИИэлектрификации сельского хозяйства, он сформулировал, обосновал и развил ряд новых научных направлений в области электроснабжения сельского хозяйства. Им проведены основополагающие исследования по оптимизации систем электроснабжения сельского хозяйства, включая постановку и решение задач выбора параметров распределительных сетей, их конфигурации и развития с учетом роста нагрузок, надежности электроснабжения и качества электрической энергии; при



этом автор применил нетрадиционные методы, в первую очередь теории вероятностей и вычислительной математики. Результаты этих исследований М. С. Левин обобщил в диссертации «Основы построения оптимальных сельских электрических сетей», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук.

После успешной защиты диссертации в 1965 г. М. С. Левин сосредоточил свое внимание на применении и пропаганде перспективных математических методов исследования систем электроснабжения сельских районов. В части, им и его учениками успеш использованы при решении сложны оптимизационных задач методы теор исследования операций, специальн методы прогнозирования и др.

М. С. Левин успешно проводит р боту по подготовке научных кадр высшей квалификации. Под его нау ным руководством выполнены и успе но защищены 17 кандидатских дисс таций.

В 1970 г. М. С. Левину было пр своено звание профессора, в этом г году он был избран заведующим к федрой теоретических основ электр техники МИИСП. Его богатый опыт области методологии научных иссле ваний, глубокое знание электротехни педагогический талант, высокая треб вательность к себе и ученикам сыгра важную роль в повышении уров электротехнической подготовки студе тов и аспирантов.

М. С. Левиным опубликовано б лее 160 научных работ, в том чис 4 монографии и вузовские учебные п собия.

Член КПСС с 1945 г. М. С. Лев успешно совмещает педагогическую научную работу с активной обществе ной деятельностью, являясь члено секции электрификации сельского х зяйства ЦПНТОЭ и ЭП, а также ря научно-технических советов. Имеет пр вительственные награды.

Группа товарищ

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ВУКОЛ МИХАЙЛОВИЧ ЛАВРОВ

Ушел из жизни известный специалист в области электротехники и электродинамики, профессор Московского ордена Трудового Красного Знамени электротехнического института связи Вукол Михайлович Лавров.

В. М. Лавров работал в МЭИС с 1931 г. В 1941 г. он защитил кандидатскую диссертацию, в 1943 г. был утвержден в ученом звании доцента, в 1967 г. — в ученом звании профессора кафедры теории линейных электрических цепей.

За свою долгую и плодотворную педагогическую деятельность профессор В. М. Лавров воспитал плеяду квалифицированных кадров. Его ученики работают ныне во многих отраслях народного хозяйства, учебных институтах, научно-исследовательских учреждениях.

Широта научных интересов профессора В. М. Лаврова, его высокая эрудиция и педагогическое мастерство, чуткое и внимательное отношение к товарищам по работе и студентам, способность увлечь, заинтересовать студенческую аудиторию, привить любовь к избранной профессии снискали ему расположение и признательность научно-преподавательского и студенческого состава МЭИС, которому он отдал свыше 50 лет своей трудовой деятельности.

Наряду с преподавательской деятельностью профессор Лавров В. М. вел большую научную работу. Его научный багаж насчитывает многие печатные труды, в том числе учебники и учебные пособия, авторские свидетельства, изобретения. В. М. Лавров был активным автором журнала «Электричество».

Заслуги профессора В. М. Лаврова в подготовке высококвалифицированных кадров были отмечены высокими наградами Родины: орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета», медалями.

Имя замечательного педагога, высококвалифицированного специалиста, чуткого доброжелательного человека навсегда останется в памяти его товарищей и коллег по работе и многочисленных учеников.

Группа товарищей и учеников

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), **Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г.** (главный редактор), **Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.**

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 15.11.82 Подписано в печать 28.12.82 Т-20995 Формат 60 × 90¹/₈ Печать высокая Усл. печ. л. 10,0
Усл. кр.-отт. 10,5 Уч.-изд. л. 13,29 Тираж 5824 экз. Заказ 292

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-54, Валовая, 23

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Развитие электротехники и энергетики в советских социалистических республиках 1

Гроднев И. И., Лавров В. М. — Развитие волоконно-оптических систем передачи информации 4

Прусс В. Л., Смирнов А. И. — Управление линией распределительной сети в аварийном режиме 12

Веников В. А., Глазунов А. А., Тюханов Ю. М. — Математические модели формирования оптимальных схем электроснабжения при автоматизированном проектировании . . . 17

Фокин Ю. А. — Схема распределения электроэнергии на напряжении 10/0,38 кВ в городах с многоэтажной застройкой 22

Долинский Ю. М. — Математическая модель для расчета устойчивости электрических контактов при протекании сквозных токов 29

Богаенко И. Н., Бойчук М. В. — Нестационарные температурные поля асинхронных машин с несимметричной статорной обмоткой 33

Гринштейн Б. И., Жмуров В. П., Безуглый С. Л., Сидорский М. А. — Анализ электромагнитных процессов в высоковольтном тиристорном преобразователе при коммутации тока в вентилях 37

Мустафа Г. М. — Метод интегральных уравнений для отыскания периодических режимов цепей с ключами . . . 43

Из опыта работы

Воскресенский А. А., Червяков Л. И. — О параметрах схемы замещения трансформаторов тока при прямоугольной аппроксимации характеристики намагничивания 50

Забелло Е. П., Кондратьев М. П. — Однофазные замыкания на землю в воздушных линиях электропередачи 10 кВ на железобетонных опорах 51

Вакорин А. А., Ртищев В. М., Рыбин В. И. — Устройства защиты от волновых перенапряжений в емкостных генераторах импульсных токов 54

Абасов С. А., Курбанов М. А., Велиев Т. М., Кулиев М. М. — Влияние сильного электрического поля на механическую долговечность полиэтилена 55

Юдин В. В. — Исследование энергоемкости ферромагнитных сердечников 57

Сообщения

Майборода Г. А., Скрыль В. Ф. — О повышении эффективности работы устройств телеизмерения энергосистем . . 59

Жежеленко И. В., Никифорова В. Н. — Изменения стандарта на качество электроэнергии 61

Губарев Г. Г., Северин В. П. — Оптимизация параметров импульсных источников питания 64

Клепка П. К. — Сравнение некоторых способов расчета электромагнитного поля электрических машин 65

Ильин Г. П., Карасев А. В. — Расчет магнитного поля и электромагнитных сил синхронных магнитных муфт . . . 67

Савин А. Г. — Векторное представление токов и напряжений при анализе цепей с вентильными преобразователями 70

Хроника 74

CONTONS

Development of Electrical and Power Engineering in the Soviet Socialist Republics 1

Development of Optical Fibre Systems for Transmission of Information — **I. I. Grodnyev, V. M. Lavrov** 4

Control of a Line in a Distribution Network Under Fault Conditions — **V. L. Pruss, A. I. Smirnov** 12

Mathematical Models for Forming Optimum Power Supply Schemes in Automated Design — **V. A. Venikov, A. A. Glazunov, U. M. Tiukhanov** 17

A 10/0.38 kV Power Distribution Scheme for Cities With High Buildings — **U. A. Fokin** 22

A Mathematical Model for Calculating the Stability of Electrical Contacts for Through Current Flow — **U. M. Dolinski** 29

Non-Stationary Temperature Fields in Asynchronous Machines Having an Unsymmetrical Stator Winding — **I. N. Bogayenko, M. V. Boichuk** 33

Analysis of Electromagnetic Processes in a High-Voltage Thyristor Converter for Commutation of Current in the Valves — **B. I. Greenstein, V. P. Djmurov, S. L. Bezugly, M. A. Sidorski** 37

An Integral Equation Method Searching for Periodic States in Keyed Circuits — **G. M. Mustapha** 43

FROM OPERATING EXPERIENCE

Concerning the Parameters of an Equivalent Circuit for Current Transformers Having a Rectangular Magnetization Curve Approximation — **A. A. Voskresenski, L. N. Chervyakov** 50

Single-Line-to-Ground Faults on 10 kV Overhead Lines Employing Reinforced Concrete Towers — **E. P. Zabello, M. P. Kondratyev** 51

Surge Voltage Protection Devices in Capacitance Surge Current Generators — **A. A. Vakorin, V. M. Rtischev, V. N. Ribin** 54

How a Strong Electric Field Influences the Mechanical Service Life of Polyethylene — **S. A. Abasov, M. A. Kurbanov, T. M. Veliyev, M. M. Kuliyev** 55

A Study of the Stored Energy in Ferromagnetic Cores — **V. V. Udin** 57

REPORTS

On Improving the Performance of Power System Telemetering Devices — **G. A. Maiboroda, V. F. Skril** 59

Changes in the Standard on the Quality of Electric Power — **I. V. Dzedzelenko, V. N. Nikiforova** 61

Optimizing the Parameters of Impulse Sources of Supply — **G. G. Gubaryev, V. P. Severin** 64

Comparison of Several Ways of Calculating the Electromagnetic Field in Electrical Machines — **P. K. Klepka** . . . 65

Calculating the Magnetic Field and Electromagnetic Forces in Synchronous Magnetic Clutches — **G. P. Ilyn, A. V. Karasev** 67

Phasor Representation of Currents and Voltages in the Analysis of Circuits With Electronic Converters — **A. G. Savin** . . 70

CHRONICLE 74

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.316.1-5

Управление линией распределительной сети в аварийном режиме. Пруссе В. Л., Смирнов А. И. — «Электричество», 1983, № 1.

Предложены методы выбора управления электрической распределительной линией в аварийном режиме, основанные на оценке количества и достоверности информации, которой располагает управляющая система для принятия решения (выбора очередного управляющего воздействия). Разработаны методики оптимизации управления, обеспечивающие минимизацию длительности процесса отыскания повреждения и восстановления электроснабжения, либо недоотпуска электроэнергии за этот процесс. Библ. 11.

УДК 621.316.1.001.2.001.57

Математические модели формирования оптимальных схем электроснабжения при автоматизированном проектировании. Веников В. А., Глазунов А. А., Тюханов Ю. М. — «Электричество», 1983, № 1.

Рассмотрена задача формирования схем электроснабжения с точки зрения теории больших систем. Показана целесообразность использования при декомпозиции методов кибернетического моделирования и предложена математическая модель функциональной характеристики подсистем, а также метод ее оптимизации. Библ. 11.

УДК 621.316.1.062

Схема распределения электроэнергии на напряжении 10/0,38 кВ в городах с многоэтажной застройкой. Фокин Ю. А. — «Электричество», 1983, № 1.

В статье на основе критического анализа применяемых схем электроснабжения 10/0,38 кВ предлагается применение модифицированных сложнозамкнутых электрических сетей 0,38 кВ с «расщепленными» вводами и линиями в сочетании с магистральной неавтоматизированной сетью 10 кВ. Рассмотрены особенности выполнения защиты, при питании участков сетей 0,38 кВ от разных источников, изложены методы оценки надежности и вероятностно-статистических характеристик режимов. Библ. 7.

УДК 621.3.066.6.001.57

Математическая модель для расчета устойчивости электрических контактов при протекании сквозных токов. Долинский Ю. М. — «Электричество», 1983, № 1.

Предложена математическая модель для описания процесса сваривания электрических контактов при протекании исквозных токов и выявления условий, при которых наступает отброс контактов. Описание процесса сваривания контактов основано на совместном рассмотрении квазилинейного уравнения нестационарной теплопроводности и уравнения квазистатического равновесия подвижного контакта. Приведена методика расчета сил термического происхождения и дополнительных усилий за счет пинч-эффекта. Сформулированная задача решена численным методом. Библ. 12.

УДК 621.323:523.28

Нестационарные температурные поля асинхронных машин с несимметричной статорной обмоткой. Богаенко И. Н., Бойчук М. В. — «Электричество», 1983, № 1.

Изложена методика расчета многомерных температурных полей и кусочно-однородных средах, какими являются элементы конструкций асинхронных машин и в основу которой положен модифицированный метод Бубнова — Галеркина. Библ. 3.

УДК 621.372.014.2.001.24

Метод интегральных уравнений для отыскания периодических режимов цепей с ключами. Мустафа Г. М. — «Электричество», 1983, № 1.

Рассматриваются цепи, состоящие из линейных многополюсников и ключей. Метод основан на описании линейных подцепей (*ЛЦ*) специальной системной функцией периодических реакций (*СФПР*). Периодическая реакция выражается в виде свертки возбуждения и *СФПР*. Объединение таких уравнений *ЛС* с уравнениями соединений, осуществляемых ключами, приводит к системе интегральных уравнений относительно входных переменных *ЛЦ*. Выведена формула для вычисления *СФПР*, проанализирована связь *СФПР* и частотной характеристики. На примере рассмотрены процедура составления интегральных уравнений и особенности численного решения их, вытекающие из характера задачи. Библ. 17.

УДК 621.314.224.012.8

О параметрах схемы замещения трансформаторов тока при прямоугольной аппроксимации характеристики намагничивания. Воскресенский А. А., Червяков Л. Н. — «Электричество», 1983, № 1.

На основе анализа опытных данных предложен способ определения параметров схемы замещения трансформаторов тока для релейной защиты по гарантированным заводами — изготовителями значениям предельной кратности тока. Библ. 6.

УДК 621.316.1.064.1

Однофазные замыкания на землю в воздушных линиях электропередачи 10 кВ на железобетонных опорах. Забелло Е. П., Кондратьев М. П. — «Электричество», 1983, № 1.

Дан анализ характера протекания процесса однофазного замыкания на землю в сетях с железобетонными опорами на основании опытов, проведенных в Витебскэнерго. Библ. 2.

УДК 541.64:678.742:539.107

Влияние сильного электрического поля и механическую долговечность полиэтилена Абасов С. А., Курбанов М. А., Велиев Т. М., Кулиев М. М. — «Электричество», 1983, № 1.

На основе исследования термовысвечивания полиэтилена, подвергнутого действию электрического поля напряженностью более 10^7 В/м и температурной зависимости механической долговечности, показано, что основной причиной изменения механической долговечности полиэтилена в сильном электрическом поле является динамическое возмущение молекулярных связей ускоренными электронами. Библ. 3.

УДК 621.316.92

Устройства защиты от волновых перенапряжений в емкостных генераторах импульсных токов. Вакорин А. А., Ртищев В. М., Рыбин В. Н. — «Электричество», 1983, № 1.

Приведено сопоставление коэффициентов перенапряжений, принимаемых при проектировании ГИТ генераторов импульсных токов, с расчетными коэффициентами, полученными с учетом нелинейного сопротивления разрядников и их несинхронного включения. Показана опасность волновых перенапряжений. Предложены устройства защиты, определены их параметры и экспериментально показана эффективность ограничения перенапряжений. Библ. 2.

УДК 621.311:621.398

О повышении эффективности работы устройств телеизмерения энергосистем. Майборода Г. А., Скрыль В. Ф. — «Электричество», 1983, № 1.

В статье рассмотрен способ сжатия сигналов сообщений за счет отказа от защиты от искажений старших разрядов кодовой комбинации, выражающей значение телеизмеряемого параметра энергосистемы. Библ. 2.

УДК 621.31:658.562(083.75)

Изменения стандарта на качество электроэнергии. Жежеленко И. В., Никифорова В. П. — «Электричество», 1983, № 1.

Дано пояснение изменений положений ГОСТ 13109-67 на качество электроэнергии и рассмотрены направления дальнейшего его совершенствования. Библ. 3.

УДК 621.313:538.311.001.24

Сравнение некоторых способов расчета электромагнитного поля электрических машин. Клепка П. К. — «Электричество», 1983, № 1.

Рассмотрены различные способы восстановления таблиц значений интенсивности вторичных источников, возникающих при расчете электромагнитного поля методом граничных интегральных уравнений. За критерий выбрана точность расчета поля при различных способах восполнения сеточной функции. Расчетные результаты сопоставлены с экспериментальными. По результатам исследований сделан вывод о целесообразности восполнения таблиц значений интенсивности вторичных источников сплайнами. Библ. 4.

УДК 621.372:519.853

Оптимизация параметров импульсных источников питания. Губарев Г. Г., Северин В. П. — «Электричество», 1983, № 1.

Задача оптимального выбора параметров высоковольтных импульсных источников питания, обеспечивающих получение в нагрузке заданного импульса тока, сформулирована как задача нелинейного программирования. Ее реализация на ЦВМ выполнена с использованием системного метода решения жестких систем дифференциальных уравнений и метода скользящего допуска решения задач нелинейного программирования с ограничениями На основании численных экспериментов проведено сравнение эффективности сформулированных суммарных критериев оптимальности, сделан вывод о предпочтительности критерия четвертой степени. Введено и проверено общее для суммарных критериев условие окончания процесса оптимизации, обеспечивающее практически полное совпадение заданного и фактического импульсов тока в нагрузке. Библ. 8.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru