



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

2

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

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

2

1981

ФЕВРАЛЬ

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

ЭНЕРГОИЗДАТ

УДК 621.31(47)

К XXVI съезду Коммунистической партии Советского Союза

Электротехническая промышленность для электрификации страны

КАРПУНИН М. Г.

Москва

Современный период в жизни советских людей наполнен исключительно важными по своей значимости событиями. Только что наша страна отметила 60-летие со дня принятия VIII Всероссийским съездом Советов плана государственной электрификации России (ГОЭЛРО), разработанного и принятого по инициативе В. И. Ленина. Накануне XXVI съезда КПСС трудящиеся Советского Союза с повышенным вниманием изучают проект «Основных направлений экономического и социального развития СССР на 1981—1985 гг. и на период до 1990 г.» «В восьмидесятые годы, — читаем мы в этом документе, — Коммунистическая партия будет последовательно продолжать осуществление своей экономической стратегии, высшая цель которой — неуклонный подъем материального и культурного уровня жизни народа, создание лучших условий для всестороннего развития личности на основе дальнейшего повышения эффективности всего общественного производства, увеличения производительности труда, роста социальной и трудовой активности советских людей».

Прошлое и будущее в развитии Советского государства невидимыми нитями связаны между собой в единое целое. Смысл этой взаимосвязи заключен в емкой и крылатой ленинской фразе: «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны». Гигантские шаги, сделанные за истекшие 60 лет в области электрификации, не уменьшили, а, пожалуй, еще больше увеличили ее

значение для дальнейшего поступательного движения социалистического общества.

В ближайшие пять лет предусматривается довести выработку электроэнергии в нашей стране до 1550—1600 млрд. кВт·ч, т. е. только прирост производства электрической энергии за этот период будет равен объему ее выработки в 1960 г. Несмотря на такие внушительные цифры производимой электроэнергии, потребность в ней имеет устойчивую тенденцию к росту. Сфера потребления электроэнергии постоянно расширяется в промышленности и в сельском хозяйстве, на транспорте и в коммунальном хозяйстве. Все новые и новые производственные и хозяйствственно-бытовые процессы базируются на электрической технологии. Подъем жизненного уровня населения увеличивает требования к бытовому комфорту, к охране окружающей среды. Удовлетворение этих требований также связывается с использованием электричества.

Создание прочной материальной базы электрификации во многом зависит от развития электротехнической промышленности. Тысячи наименований самых разнообразных устройств, связанных с производством, преобразованием, передачей и использованием электрической энергии, говорят сами за себя. Все они изготавливаются отечественной электротехнической промышленностью. Однако задачи отрасли выходят за рамки количественного насыщения народного хозяйства электрооборудованием, аппаратурой и кабельными изделиями. Они

гораздо шире. Речь идет, во-первых, о том, чтобы уровень полезного потребления электроэнергии все больше и больше приближался к уровню ее производства, чтобы изменение структуры этого потребления носило прогрессивный характер. Во-вторых, чтобы рост электрооборудованности труда сопровождался адекватным увеличением его производительности; снижением материоемкости, экономией капитальных и эксплуатационных затрат, т. е. повышением эффективности всего общественного производства.

В пользу последовательного осуществления первой из названных задач говорит тот факт, что за последние 15 лет (с 1965 по 1980 гг.) при общем росте производства электроэнергии почти в 2,6 раза (с 506 до 1295 млрд. кВт·ч), ее потребление в промышленности увеличилось в 2,3 раза, на транспорте, в быту и сфере обслуживания — в 3 раза, в сельскохозяйственном производстве — в 7 раз. Преобразование и потребление этой энергии стали возможными благодаря технике, созданной организациями и предприятиями Минэлектротехпрома. За три последние пятилетки объем продукции, выпущенной отраслью, утроился.

В стадии реализации находится и второй комплекс задач, связанных с повышением эффективности производства на основе электрификации. Однако следует заметить, что до сих пор указанные проблемы решались в основном за счет экспенсивных факторов. Сейчас же речь идет о том, чтобы на смену им пришли преимущественно интенсивные факторы, т. е. опережающее развитие электротехнической промышленности в современных условиях следует обеспечить на иных началах. Те же самые ресурсы, которые и прежде выделялись в распоряжение отрасли, должны давать более высокую отдачу в народном хозяйстве, в сферах потребления электротехнической продукции.

Данное направление в качестве основного было взято отраслью на вооружение уже в годы десятой пятилетки. В одиннадцатой пятилетке ему предстоит утвердиться. Именно с этих позиций представляется целесообразным сопоставить некоторые результаты деятельности Минэлектротехпрома за последние 5 лет и перспективы его работы в 1981—1985 гг.

Предыдущая пятилетка была важной вехой в развитии электротехнической промышленности. При совершенно незначительном увеличении материальных и трудовых ресурсов объем произведенной продукции вырос в 1980 г. по сравнению с 1975 г. в 1,3 раза. За 5 лет было освоено производство около 8000 новых видов электрооборудования и кабельных изделий, прекращен выпуск свыше 2800 устаревших видов электротехнической продукции. Причем обновление выпускаемых изделий производится не ради самого обновления. Растет потребительная стоимость вновь созданных электротехнических устройств. Теперь каждое новое изделие дает экономический эффект в народном хозяйстве в 2,8 раза больше, чем десять лет назад.

За 1976—1980 гг. народнохозяйственный эффект от использования новых видов электротехнической продукции превысил 6 млрд. руб. Отрасль имеет

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

самый высокий в машиностроении показатель по выпуску продукции высшей категории качества. Ее удельный вес в общем объеме товарной продукции составил в 1980 г. 47% при задании по пятилетнему плану 45,8%.

Отличительной особенностью деятельности научных организаций и производственных предприятий Минэлектротехпрома в последний период является переход от разработки отдельных прогрессивных электроизделий к созданию высокоэффективных специализированных комплексов электрооборудования для всех важнейших отраслей — энергетики, транспорта, топливодобывающей промышленности, металлургии, машиностроения, сельского хозяйства.

Одной из главных черт названного процесса является повышение единичной мощности агрегатов. Характерное подтверждение этой тенденции можно увидеть на примере оснащения тепловых электростанций энергоблоками различной мощности. Так, во второй половине 70-х годов на смену турбогенераторам мощностью 200 и 300 МВт, которые в девятой пятилетке были основными источниками электроэнергии, пришли машины в 500 и 800 МВт. По расчетам специалистов каждый блок мощностью 800 МВт по сравнению с блоком 300 МВт сокращает капитальные вложения в энергетику на 1,2 млн. руб., расход металла — на 180 т, высвобождает 150 человек обслуживающего персонала, ежегодно экономит около 36 тыс. т условного топлива.

В соответствии с «Основными направлениями развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 гг.», утвержденными XXV съездом КПСС, ленинградское производственное электромашиностроительное объединение «Электросила» изготовило и поставило на Костромскую ГРЭС уникальный турбогенератор мощностью 1200 МВт с водородно-водяным охлаждением. В настоящее время ведется проектирование аналогичной машины мощностью 1600 МВт. В одном агрегате сосредотачивается теперь мощность всех электростанций, строительство которых намечалось в свое время планом ГОЭЛРО. Этим же объединением освоено производство гидрогенераторов мощностью 640 МВт для Саяно-Шушенской ГЭС, также предусмотренное «Основными направлениями развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 гг.» Ко дню открытия XXVI съезда КПСС будут давать ток 5 таких агрегатов. По сравнению с машинами, установленными на Красноярской ГЭС, каждый из них способен дополнительно вырабатывать в год 7,7 млн. кВт·ч электроэнергии.

Увеличение мощности оборудования, созданного для производства электрической энергии, имеет большое экономическое значение не только с точки зрения сокращения капитальных вложений на строительство электростанции. Наряду с этим экономятся затраты металла, топлива, трудовых ресурсов. Известно, что на топливосберегающее направление развития электроэнергетики делается акцент в проекте «Основных направлений экономического и социального развития на 1981—1985 гг. и на период до 1990 г.» К концу одиннадцатой пятилетки доля тепловых электростанций в производстве электроэнергии в СССР сократится до 71%

вместо 81% в настоящее время. Особенно значительно (до 14,5% вместо 5%) вырастет выработка электроэнергии на атомных электростанциях. Для обеспечения форсированного развития атомной энергетики электромашиностроители создают новые типы машин. Так, за годы десятой пятилетки на харьковском заводе «Электротяжмаш» изготовлены первые турбогенераторы мощностью 500 МВт с пониженной частотой вращения ротора (1500 об/мин), предназначенные для Нововоронежской АЭС. В объединении «Электросила» успешно завершены испытания турбогенератора мощностью 1000 МВт, который устанавливается на Южно-Украинской АЭС. В новой пятилетке производство таких машин станет серийным. Для их выпуска в отрасли создаются необходимые мощности.

По предварительным расчетам увеличение числа генераторов 500 МВт и выше в 1981—1985 гг. в два раза по сравнению с десятой пятилеткой позволит сэкономить затраты ресурсов на строительство и эксплуатацию электростанций на сумму 230 млн. руб. Ведутся поиски и других эффективных путей создания и использования генерирующего оборудования. Причем речь идет не только об использовании традиционного подхода к повышению параметров машины за счет новых материалов и систем охлаждения. Специалисты отрасли сотрудничают с учеными АН СССР в разработке магнитогидродинамического метода получения электроэнергии. В печати сообщалось о проверке в условиях эксплуатации опытно-промышленной МГД-установки «У-25» в системе Мосэнерго. Экспериментально доказано, что МГД-метод повышает к. п. д. до 55% с 40—43%, обычных для тепловых электростанций.

Большое будущее может иметь использование явления сверхпроводимости при создании сверхнизких температур. Возможность функционирования подобных агрегатов, масса которых на единицу мощности снижается более чем в 2 раза при одновременном повышении к. п. д. до 99,3—99,5%, доказана на экспериментальных образцах турбогенераторов со сверхпроводящей обмоткой мощностью 1200 кВт и 20 МВт. К 1985 г. предполагается изготовить опытный образец криотурбогенератора мощностью 300 МВт на сверхпроводниках.

Однако развитие эффективной энергетической базы страны связано не только с созданием мощного генерирующего оборудования. Между производством и потреблением электроэнергии должна обеспечиваться строгая пропорциональность. С одной стороны, речь идет о передаче производимой энергии к местам ее непосредственного использования, с другой, — о преобразовании ее напряжения (его повышении и понижении) для передачи и конкретных нужд потребителей. Техника для указанных целей также является предметом заботы работников электротехнической промышленности. В последнее время задачи в этой области значительно усложнились. Возрастают расстояния, на которые следует передавать электроэнергию. В основе этого также лежат экономические соображения. Вопрос в том, что выгоднее — строить электростанции в районах большого потребления электричества и снабжать их топливом путем перевозки из

мест его добычи или же сооружать электростанции вблизи месторождений топлива и транспортировать вырабатываемую здесь электроэнергию по линиям электропередачи, освободив железные дороги от становящейся все непосильнее для них перевозки миллионов тонн нефти, продуктов ее переработки и угля из восточных районов в европейскую часть Советского Союза. По расчетам специалистов, второй путь является более эффективным, и партия отдает ему предпочтение. Выступая на ноябрьском (1979 г.) Пленуме ЦК КПСС, Л. И. Брежнев отметил, что «...надо ускорить освоение Экибастузского, Канско-Ачинского, Кузнецкого топливно-энергетических комплексов и, конечно, сооружение соответствующих линий электропередач...». Сейчас сооружение этих линий стало в повестку дня. В проекте ЦК КПСС по «Основным направлениям экономического и социального развития СССР на 1981—1985 гг. и на период до 1990 г.» записано: «Ввести в действие первую очередь линии электропередачи постоянного тока напряжением 1500 кВ Экибастуз — Центр и линии электропередачи переменного тока напряжением 1150 кВ Экибастуз — Урал».

За годы десятой пятилетки комплексы высоковольтного электрооборудования для этих ВЛ созданы и проверены на работоспособность и надежность научными организациями и предприятиями электротехнической промышленности. К сложной и ответственной работе было привлечено более 50 трудовых коллективов. Головной организацией был определен Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина. Для проверки принципиально новых технических решений в г. Тольятти был сооружен уникальный испытательный стенд. С его помощью удалось не только отработать электрические схемы и конструкции сложных электротехнических устройств, но и рационализировать многие ранее принятые решения, которые позволяют при повышении надежности и компактности линий электропередачи существенно сократить количество единиц требуемого оборудования, уменьшить потери электроэнергии в будущих линиях. Свой творческий вклад в экономичное решение проблемы внесли практически все принимавшие участие в работе коллективы. Так, специалисты Всесоюзного института трансформаторостроения создали самый мощный в инженерной практике преобразовательный трансформатор, снизив на нем удельную материоемкость на 40%. Конструкторы Всесоюзного электротехнического института разработали новые преобразовательные блоки, расход материалов на которые на одну треть ниже, чем это предусматривалось прежними конструктивными решениями.

Полученный опыт позволяет поставить задачу создания комплексов оборудования с перспективой повышения напряжения до 1800 кВ переменного тока и 3000 кВ постоянного тока на базе более совершенных систем защиты и коммутационных аппаратов с элегазовой изоляцией. Применение такого оборудования позволит значительно снизить стоимость строительства линий электропередачи, многократно уменьшить площадь отчуждаемых для них земель, облегчить эксплуатацию и сократить

расходы, связанные с обслуживанием энергетических установок. Возможной станет транспортировка энергии из богатых энергетическими ресурсами восточных районов страны в промышленно развитые центры.

Дальнейшее развитие получает техника, связанная с преобразованием электрической энергии. В настоящее время около трети всей электроэнергии потребляется в преобразованном виде. В последующих пятилетках эта доля в связи с возрастанием роли электротехнологии (электролиза, гальваник, электроимпульсной и электроплазменной обработки и некоторых других процессов) будет неуклонно увеличиваться. В качестве наиболее универсального средства преобразования электроэнергии выступают сегодня силовые полупроводниковые преобразовательные установки. За годы десятой пятилетки была создана новая гамма полупроводниковых преобразователей, заменивших прежние ионные и электромашинные преобразователи, с автоматикой на базе релейно-контакторной аппаратуры. Их выпуск имеет все более и более высокий удельный вес в общем объеме производства электротехнической продукции. И это закономерно: эффективность электрификации зависит не только от объемов выработки электрической энергии, но и от объемов ее преобразования. Однако уже сейчас становится ясным, что рост потребностей в силовой полупроводниковой преобразовательной технике со стороны энергетики, транспорта, металлургии, машиностроения, топливно-добычающих отраслей начинает опережать рост их производства. Поэтому электротехнической промышленности в наступившей пятилетке предстоит приложить немало усилий для развития производственных мощностей и увеличения выпуска современной преобразовательной техники. Расчеты специалистов показывают, что если бы в одиннадцатой пятилетке потребности в этой технике удовлетворялись целиком во всех известных ныне областях ее применения, это помогло бы сэкономить около 50 млрд. кВт·ч электроэнергии, что эквивалентно экономии 15 млн. т условного топлива или созданию генерируемых мощностей в размере 4 млн. кВт.

Немаловажное значение для повышения эффективности электрификации имеет снижение потерь и повышение качества электроэнергии, которые могут быть обеспечены за счет ввода устройств для компенсации реактивных нагрузок у потребителей, на подстанциях и в распределительных сетях. Сейчас уровень компенсации реактивной нагрузки является совершенно недостаточным. Он определяется как количеством, так и качеством силовых конденсаторов. Минэлектротехпромом принимаются определенные усилия по наращиванию производственных мощностей для увеличения выпуска конденсаторов. Разработана серия косинусных конденсаторов с бумажно-пленочным диэлектриком напряжением от 0,66 до 10,5 кВ с более высокими удельными характеристиками. Однако расширение их массового производства сдерживается отсутствием необходимого количества новых прогрессивных материалов, изготовление которых должно быть организовано на предприятиях химической, целлюлозно-бумажной, верапластовой промышленности и геологии разрабо-

кой промышленности, цветной металлургии. За годы десятой пятилетки заметно увеличилась эффективность техники, выпускаемой для использования электрической энергии. В конечном счете важно, как, насколько эффективно будет потребляться выработанная и преобразованная энергия, какую отдачу она даст через механическую и тепловую энергию в виде увеличения производства материальных благ, их доставки конкретным заказчикам, повышения производительности труда, снижения расхода материальных ресурсов. Покажем достигнутый за последнее время прогресс электротехники на примере создания отдельных видов оборудования для наиболее важных отраслей народного хозяйства.

Так, в области железнодорожного транспорта наряду с совершенствованием электрооборудования для тепловой тяги происходит обновление конструкций и наращивание выпуска электровозов. В частности, разработано тяговое электрооборудование грузового тепловоза мощностью 8000 л. с., пассажирского тепловоза мощностью 2000 л. с. Создан новый магистральный электровоз переменного тока для Байкало-Амурской магистрали мощностью 7600 кВт, способный развивать скорость до 120 км/ч, работать при температурах окружающей среды от -60° до $+40^{\circ}\text{C}$. Осуществлены мероприятия по совершенствованию и повышению надежности электровоза типа ВЛ-80Р переменного тока, который имеет теперь рекуперативное торможение, оснащен бесконтактными схемами управления на тиристорах. За пятилетку изготовлено более 170 машин этого типа. Возврат электроэнергии в контактную сеть при эксплуатации электровозов ВЛ-80Р только на участке Мариинск — Тайшет, по данным Восточно-Сибирской железной дороги, составил за 1979 г. свыше 50 млн. кВт·ч. На предстоящую пятилетку поставлена задача увеличения в общем объеме выпуска удельного веса более мощных и маневренных электровозов, что позволит значительно повысить пропускную способность дорог и технико-экономические показатели эксплуатации транспорта. В этих целях происходит реконструкция электровозостроительных заводов. Создаются мощности для серийного производства электрооборудования для большегрузных автомобилей-самосвалов.

Для топливно-добычающей отрасли промышленности разработаны высокопроизводительные механизмы, которые поднимут на более высокий уровень организацию разработки и добычи полезных ископаемых. Так, для нужд угольной промышленности создан комплекс электрооборудования на напряжение 1140 В, позволяющий в 1,5—2 раза увеличить производительность очистных работ в лаве и довести суточную добычу угля одним участком до 1800—2000 т против 1000—1200 т на участках с применением оборудования на 660 и 380 В. Создается специальное электрооборудование для работы в шахтах с круто падающими пластами, сокращающее потребление электроэнергии в лавах примерно в 4 раза, что эквивалентно ее годовой экономии в целом по стране около 1,8 млрд. кВт·ч. Для

таны электробуры с новой гидрозащитой и телеметрическими системами для направленного бурения, в которых наработка на отказ увеличена в среднем на 25%, технико-экономические показатели бурения повышены примерно на 35%. Усовершенствована конструкция погружных электродвигателей, предназначенных для откачки нефти, а применение мощных синхронных турбоэлектродвигателей на газоперекачивающих станциях почти на 50% высвободит ресурсы дефицитного газа, сжигаемого в газотурбинных установках.

Для металлургической промышленности проводились работы по созданию новых крупнотоннажных электропечей. Освоен комплекс крупнейших в мире закрытых ферросплавных печей мощностью 63 МВ·А для выплавки ферромарганца и силикомарганца, которые в 1978 г. внедрены на Никопольском заводе ферросплавов. Предусматривается освоение производства комплексов автоматизированного электропривода для прокатных станов, повышающих их производительность в 1,3—1,5 раза, дуговых сталеплавильных печей и печей для электрошлакового переплава емкостью до 200 т, плазменно-дуговых печей для получения особо чистых металлов и сплавов, печей для порошковой металлургии и ряда других изделий и агрегатов, каждый из которых способен сберечь затраты труда и материалов в народном хозяйстве. Так, например, создание и освоение производства дуговых электропечей емкостью 150—200 т для плавки окатышей обеспечивает получение стали непосредственно из сырья, на 15—20% снижает расход электроэнергии, исключает потребление кокса и повышает качество металла. Разработка электрооборудования и новых технологических процессов плазменно-механической обработки деталей из труднообрабатываемых металлов повысит производительность труда при обработке указанных деталей в два с лишним раза. Создание и освоение промышленного выпуска серии лазерных технологических установок с газовыми лазерами для сварки, резки и термообработки металлов позволит коренным образом изменить технологию обработки металлических деталей и также существенно увеличить производительность труда.

В области сельского хозяйства реализуется задача перехода от применения отдельных машин к комплектным поточным линиям с автоматизированным электроприводом, которые должны обеспечить значительное снижение затрат трудовых и других ресурсов на производство молока, мяса, яиц и другой животноводческой продукции. В частности, заканчивается разработка комплексных устройств управления электроприводами свинокомплексов на 24 тыс. голов, создаются комплексы электрооборудования автоматических линий для обработки яиц производительностью 20 тыс. шт. в час. Планируется выпуск комплексов электрооборудования для автоматических агрегатов и цехов по приготовлению кормов, электронагревательных установок для отопления и горячего водоснабжения, которые могли бы заменить мелкие котельные установки и высвободить для работы в производственной сфере значительное количество работающих.

Предусматривается увеличить поставку электроизделий для сельских линий электропередачи, электродвигателей и систем электропривода для комплектации сельскохозяйственных машин, автономных источников электропитания, ламп и арматуры для облучения животных, птиц и растений, которое поможет повысить их продуктивность. По сравнению с другими видами электротехнической продукции выпуск электроизделий для сельского хозяйства будет осуществляться опережающими темпами. По сравнению с десятой пятилеткой он возрастет в предстоящие 5 лет более чем в 1,5 раза.

Большой и важной сферой потребления электротехнических изделий продолжает оставаться машиностроение. Электрический привод для всех станов и механизмов становится более надежным, удобным в эксплуатации и производительным. Это достигается за счет создания новых единых серий электрооборудования. Такие серии созданы и производятся по гамме электрических машин малой мощности, электродвигателей переменного тока мощностью до 100 кВт, автоматических выключателей и ряда других электроизделий. За годы десятой пятилетки, в частности, почти полностью завершен переход на новую серию более экономичных асинхронных электродвигателей серии 4А, которые выгодно отличаются по своей надежности, сроку службы, показателям материалоемкости и другим параметрам от двигателей заменяемых серий А0 и А02. Аналогичные характеристики присущи и изделиям других серий.

Для станкостроительной промышленности освоено серийное производство высокомоментных электродвигателей постоянного тока мощностью от 0,18 до 18,5 кВт, разработаны новые типы машин с широким диапазоном шунтового регулирования для привода главного движения станков и механизмов, которые заменяют аналогичные электродвигатели устаревших конструкций серии 2П. Создан комплекс электрооборудования с комбинированной системой числового программного управления, который более чем в 3 раза повысит производительность металлообработки, геометрическую точность и чистоту обработки. Для расширения возможностей автоматизации и надежности работы механизмов созданы серии электромагнитов, бесконтактных выключателей, электромагнитных муфт, микрограммных блоков, магнитных пускателей и другой бесконтактной аппаратуры управления и защиты.

В последние годы прогресс в развитии электротехнического оборудования тесно увязывается с успехами, достигнутыми наукой в исследованиях процессов управления, с достижениями в области интегральной электроники и вычислительной техники. Взаимодействие этих направлений позволило создать сложные электромеханические системы управления и защиты ядерных энергетических реакторов, систем ориентации и стабилизации космических аппаратов и ряда других устройств. Полученные результаты используются в настоящее время для создания на новой технической базе систем управления электротехническим оборудованием, таких как система управления возбуждением мощных турбогенераторов и синхронных компенсаторов.

комплексных устройств промышленной автоматики и защиты трансформаторов, систем управления электротермическим и электросварочным оборудованием и т. п.

Исследования в области электромеханических систем управления привели к созданию на базе электротехники систем автоматического искусственного сердца, ряда других медицинских электротехнических устройств. Появляется в обиходе термин «врачующаяся электротехника», которая охватывает сегодня несколько направлений, где главными являются: вычислительные томографы, предназначенные для исследования мозга, а затем и других участков человеческого организма; ультразвуковые приборы, используемые в кардиологии; электростимулирующая аппаратура; электротехнические устройства, заменяющие полностью или частично отдельные функции внутренних органов (искусственные сосуды, искусственные сердечные клапаны, кардиомассажеры и т. п.).

Особой характеристики заслуживает работа электротехнической промышленности, направленная на удовлетворение непосредственных нужд населения. Почти десятую часть в объеме производимой отраслью товарной продукции занимают сейчас товары народного потребления. За годы десятой пятилетки их производство по отношению к другой продукции осуществлялось опережающими темпами. Выпуск изделий культурно-бытового назначения за предыдущие 5 лет увеличился более, чем в 1,5 раза. Ассортимент поставляемых в торговую сеть электробытовых изделий вырос с 1500 наименований в 1975 г. до 3600 в 1980 г. Преимущественное развитие получило в частности изготовление бытовых светильников, автоматических и полуавтоматических стиральных машин, приборов микроклимата и отопления, электроинструмента, новых моделей электропылесосов повышенной комфортности, приборов личной гигиены, предметов для детского творчества. Почти половина объема товаров народного потребления, производимых предприятиями Минэлектротехпрома, выпускается с государственным Знаком качества, а 70 изделий отнесены к категории «Новинка», среди которых — светильники, приборы пищеприготовления и отопления, электроинструмент. В предстоящей пятилетке предусматривается сохранить набранные темпы и решить ближайшие задачи по обеспечению рынка достаточным количеством электрических лампочек, гальванических элементов и некоторых других изделий. Вместе с электротехниками к решению названных проблем должны быть привлечены изгото-

вители и поставщики необходимых материалов и комплектующих изделий.

Успехи, достигнутые отраслью в повышении электрификации всего народного хозяйства, стали возможными благодаря хорошей организации социалистического соревнования, поиску новых форм хозяйствования. Многие трудовые коллективы отрасли стали инициаторами ценных начинаний. Так, в запорожском производственном объединении «Трансформатор» много внимания уделяется улучшению социальных условий работников объединения, проведению мероприятий по механизации производственных процессов, осуществляемых под девизом: «Ручной труд — на плечи машин». В тернопольском производственном объединении «Ватра» внедрена эффективная система управления процессом разработки и внедрения в производство новых изделий, которая помогла сократить сроки прохождения новинки от разработки до освоения и значительно увеличить народнохозяйственный эффект от применения новых изделий. Такие примеры не единичны. Около 30 предприятий отрасли рапортовали о досрочном выполнении заданий десятой пятилетки.

Работа, которая ждет отрасль в новой пятилетке не ограничивается ранее перечисленными задачами. Общее у всех этих задач, которое определяет подход к решению проблем дальнейшего повышения уровня электрификации всего народного хозяйства — это соблюдение режима экономии. Программа действий очерчивается здесь довольно четко. Она включает в себя:

- создание облегченных электротехнических изделий и комплексов с принципиально новыми техническими и массо-габаритными характеристиками и замена устаревших изделий, не удовлетворяющих современным требованиям эффективности их использования;

- рост выпуска изделий с увеличенным ресурсом работы, что должно значительно сократить потребность в дополнительном количестве электротехнической продукции;

- совершенствование технологии и организации производства, улучшение использования имеющихся производственных фондов, материальных и трудовых ресурсов.

XXVI съезд партии определит новые рубежи электрификации производства и быта, укрепления материально-технической базы и повышения уровня народного благосостояния. Электротехническая промышленность готова к тому, чтобы в решение этих задач внести свой достойный вклад.



Моделирование и расчет длительных переходных процессов в сложных энергосистемах при больших небалансах мощности

ЛУКАШОВ Э. С., КАЛЮЖНЫЙ А. Х., ЛИЗАЛЕК Н. Н., СОКОЛОВ Ю. В.

СибНИИЭ

С объединением энергосистем повышается актуальность исследования переходных процессов и постэвакуационных режимов. Аварийное возмущение в каждой из энергосистем может привести к аварийной ситуации во всем энергообъединении. Для обеспечения «живучести», т. е. способности своевременно локализовать поврежденную часть и предотвратить каскадное развитие аварии, современные энергообъединения оснащаются большим количеством систем автоматического регулирования и противоаварийной автоматики. Все это значительно усложняет переходные процессы при аварийных возмущениях режима.

В связи с этим необходим пересмотр методов и алгоритмов исследования переходных процессов. Необходимо совместное рассмотрение вопросов статической, динамической и результирующей устойчивости режимов энергосистемы. Для этого следует решить задачу моделирования всего переходного процесса: от момента возмущения до установившегося режима.

Развитие аварийной ситуации в системную аварию сопровождается, как правило, возникновением больших небалансов мощности в системе вследствие отключения нагрузок, генераторных мощностей и линий электропередач. Появление небалансов мощности и их динамическое распределение в системе обуславливает глубокие изменения частоты и напряжения в ее узлах.

Существенной особенностью системной аварии является ее продолжительность, исчисляемая минутами. Переходный процесс при этом можно разделить на два этапа. Первый этап, следующий за аварийным возмущением, характеризуется взаимными качаниями роторов генераторов, сравнительно быстрыми колебаниями напряжений в узлах и перетоков мощности по линиям электропередач. Амплитуда колебаний определяется местными небалансами мощности. Эти колебания, если сохраняется динамическая устойчивость, затухают через 5—10 с после возмущения. На втором этапе происходит медленное изменение частоты и перераспределение потоков мощности в системе. Длительность второго этапа может достигать нескольких минут, при этом скорость и величина снижения частоты определяется суммарным небалансом мощности всей системы. Хотя быстрые колебания уже отсутствуют, опасность нарушения устойчивости на втором этапе не снижается. Как на первом, так и на втором этапе возможно срабатывание различных средств противоаварийной и технологической автоматики, вносящих дополнительные возмущения в энергобъединение.

Исследование длительных переходных процессов при протекании системных аварий следует проводить с помощью единого в методическом отношении инструмента. Таким инструментом в насто-

ящее время может быть цифровая имитационная модель системных аварий, представляющая собой сложный комплекс программ для ЦВМ. Создание имитационной модели позволит проводить расчеты различных системных аварий, разрабатывать требования к настройке систем автоматического регулирования частоты и мощности (АРЧМ), выбирать уставки срабатывания АЧР-І и АЧР-ІІ, обеспечивающие не только заданный диапазон изменения частоты системы, но и динамическую устойчивость переходных процессов на первом этапе аварии, а также статическую устойчивость послеаварийных режимов на втором этапе, определять точки и моменты деления системы на несинхронно работающие части и т. д.

Необходимость расчета переходных процессов на длительных интервалах времени, с одной стороны, повышает требования к точности учета демпфирующих факторов, действующих в электроэнергетической системе на различных этапах системной аварии, и с другой стороны, ставит сложную в алгоритмическом отношении задачу о совместном расчете «быстрых» и «медленных» составляющих движения системы.

Математическая модель. Для успешного моделирования системных аварий следует учитывать особенности физических процессов, происходящих в энергообъединении на первом и втором этапах переходного процесса.

На первом этапе ротор каждого генератора характеризуется индивидуальной скоростью вращения. Мгновенные значения частоты в узлах нагрузки также заметно различаются. Колебания этих величин имеют частоту 0,5—2 Гц. На первом этапе необходимо рассчитывать переходный процесс в системе с учетом взаимных качаний роторов и колебаний перетоков мощности. На этом этапе основное влияние на характер переходного процесса оказывают электромеханические и электромагнитные процессы в генераторах и нагрузках, действие автоматических регуляторов и противоаварийной автоматики, а также тепло- и гидромеханические процессы, постоянные времена которых измеряются секундами.

На втором этапе переходный процесс можно рассматривать как серию квазиустановившихся режимов, параметры которых меняются сравнительно медленно. Основное влияние на динамику квазиустановившихся режимов оказывают системы вторичного регулирования частоты и мощности, а также процессы в котлах и их системах регулирования, постоянные времена которых измеряются десятками секунд. На этом этапе также возможно действие противоаварийной автоматики.

С учетом вышеизложенного при моделировании длительных переходных процессов необходимо учитывать электромеханические и электромагнитные

процессы в генераторах, регулирование возбуждения генераторов и скорости турбин, статические или динамические характеристики нагрузок. Эти факторы более или менее полно учитываются и при расчетах динамической устойчивости. Характерной особенностью разработанной модели является то, что в ней дополнительно учитываются переходные процессы в тепло- и гидромеханическом оборудовании электростанций, а также в системах вторичного регулирования частоты и мощности, действие противоаварийной и технологической автоматики.

Электромеханические и электромагнитные процессы в генераторе с учетом изменения его скорости вращения ω_{ri} описываются следующими уравнениями:

$$\frac{d\omega_{ri}}{dt} = \frac{1}{\omega_{ri} T_{fi}} (P_{ri} - P_{ri}); \quad (1)$$

$$\frac{dE'_{qi}}{dt} = \frac{1}{T'_{di}} \left(E_{qei} - E_{qi} + T'_{di} \frac{E_{qi} d\omega_{ri}}{\omega_{ri} dt} \right); \quad (2)$$

$$\frac{d\delta_{ri}}{dt} = 100\pi(\omega_{ri} - \omega_k), \quad (3)$$

где ω_k — частота в k -м узле энергосистемы. Остальные обозначения общеприняты [Л. 1—2]. Возможно использование и более точных моделей генератора, учитывающих переходные процессы в демпферных контурах (по одному контуру в осях d и q).

Автоматический регулятор возбуждения моделируется двумя инерционными звенями:

$$\frac{dE_{qei}}{dt} = \frac{1}{T_{qei}} [(E_{qeyusti} + V_i + U_{\phi i}) \omega_{ri} - E_{qei}]; \quad (4)$$

$$\frac{dV_i}{dt} = \frac{1}{T_{pi}} (e_i - V_i), \quad (5)$$

где $E_{qeyusti}$ — уставка в системе АРВ; e_i — напряжение на выходе измерительной схемы,

$$e_i = k_{0U_i} (U_{ri} - U_{ycti}) + k_{1U_i} \frac{dU_{ri}}{dt} + k_{1E_i} \frac{dE_{qi}}{dt} + \\ + [k_{1\delta_i} (\omega_i - 1) + k_{2\delta_i} \frac{d\omega_i}{dt} + k_{II_i} \frac{I_{ri}}{T_{\text{номи}}}] + \\ + k_{III_i} \frac{dI_{ri}}{dt}] E_{qex.xi}; \quad (6)$$

$E_{qex.xi}$ — э. д. с. холостого хода, $U_{\phi i}$ — напряжение форсировки,

$$k_{\min i} E_{qex.xi} \leq e_i \leq k_{\max i} E_{qex.xi}, \\ k_{\min i} E_{qex.xi} \leq E_{qei} \leq k_{\max i} E_{qex.xi}.$$

Нагрузки задаются статическими характеристиками и эквивалентными асинхронными двигателями. Переходный процесс нагрузки, заданной асинхронным двигателем, описывается уравнениями:

$$\frac{dS_{\text{дв}i}}{dt} = \frac{1}{T_{\text{дв}i}} \left(M_{ci} - \frac{P_{\text{дв}i}}{1 - s_{\text{дв}i}} \right); \quad (7)$$

$$\frac{d\delta_i}{dt} = 100\pi(\omega_i - \omega_k); \quad (8)$$

$$P_{hi} = P_i + P_{\text{дв}i}, Q_{hi} = Q_i + Q_{\text{дв}i},$$

где P_i, Q_i — мощность нагрузки, заданная статическими характеристиками; $s_{\text{дв}i}$ — скольжение двигателя.

Кроме дифференциальных уравнений (7) и (8) необходимо записать уравнения баланса мощно-

стей для всех узлов электрической системы:

$$- P_{ri} + P_{hi} + \sum_j P_{ij} = 0; \quad (9)$$

$$- Q_{ri} + Q_{hi} + \sum_j Q_{ij} = 0. \quad (10)$$

Выражения для мощности перетоков по связям P_{ij}, Q_{ij} должны учитывать взаимные скольжения векторов напряжения по концам связи [Л. 3].

Для принятой математической модели угловая скорость вращения вектора напряжения в каждом узле электрической системы является безынерционной координатой и может определяться, например, из решения систем алгебраических уравнений (9) и (10).

Процессы в тепловой турбине P_t , питаемой прямоточным котлоагрегатом, описываются системой дифференциальных и алгебраических уравнений переходных процессов в котле, турбине и системе регулирования мощности блока [Л. 5 и 6]:

$$P_{ti} = P_{\text{т.номи}} (k_{1i} \mu_{1i} p_{1i} + k_{2i} \mu_{2i} p_{2i}); \quad (11)$$

$$\frac{d\mu_{1i}}{dt} = \frac{1}{T_{\text{а.п.с}i}} \left(\frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{\text{а.п.с}i}} + \mu_{\text{мо}i} + \Delta \mu_{mi} - \mu_{1i} \right); \quad (12)$$

$$\frac{d\Delta \mu_i}{dt} = \frac{k_{\text{ч.к}i}}{T_{\text{м.и.с.в}i}} (1 - \omega_{ri}); \quad (13)$$

$$\frac{dp_{1i}}{dt} = \frac{1}{T_{\text{тр}i}} \left(\sqrt{\frac{p_{ki} - p_{1i}}{k_{\text{тр}i}}} - \mu_{1i} p_{1i} \right); \quad (14)$$

$$\frac{dp_{2i}}{dt} = \frac{1}{T_{\text{пп}i}} (\mu_{1i} p_{1i} - \mu_{2i} p_{2i}); \quad (15)$$

$$\frac{dp_{kl}}{dt} = \frac{1}{T_{kl}} \left(D_i - \sqrt{\frac{p_{kl} - p_{1i}}{k_{\text{тр}i}}} \right); \quad (16)$$

$$\frac{dD_i}{dt} = \frac{1}{T_{\text{в}i}} (v_i - D_i); \quad (17)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{1}{T_{\text{пп}i}} \left(\frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{\text{пп}i}} - \frac{P_{1i} - 1}{\sigma_{\text{пп}i}} - v_i + v_{oi} - k_{p1i} \frac{dP_{1i}}{dt} \right), \quad (18)$$

где $p_{1i}, p_{2i}, \mu_{1i}, \mu_{2i}$ — давление пара и открытие регулирующих клапанов цилиндров высокого и среднего давления ($\mu_{2i} = \text{const}$); p_{ki} — давление пара на выходе из котла; D_i — количество пара, генерируемого котлом; v_i — обобщенный показатель, характеризующий подачу топлива, воды и воздуха в котел; $\sigma_{\text{а.п.с}i}, \sigma_{\text{пп}i}$ — статизмы регуляторов скорости турбины и топливоподачи в котел; k_{p1i} — коэффициент усиления регулятора нагрузки котла по первой производной давления «свежего» пара; $k_{\text{тр}i}$ — коэффициент, характеризующий потери давления в трубопроводе «свежего» пара; $T_{\text{тр}i}, T_{\text{пп}i}, T_{\text{а.п.с}i}, T_{\text{м.и.с.в}i}$ — постоянные времена трубопровода «свежего» пара, промперегревателя автоматического регулятора скорости турбины, двигателя изменения скорости вращения турбоагрегата; $\mu_{\text{мо}i}, \Delta \mu_{mi}$ — управляющие сигналы системы вторичного регулирования частоты и мощности, выраженные в перемещении регулирующих клапанов турбины; $k_{\text{ч.к}i}$ — коэффициент частотной коррекции системы АРЧМ, k_{1i}, k_{2i} — доли мощности цилиндра высокого давле-

ния и цилиндров среднего и низкого давления; $P_{\text{номи}}$ — номинальная мощность турбины.

При включенном регуляторе «до себя» вместо (13), (17) и (18) записываются уравнения:

$$\frac{d\mu_{ii}}{dt} = \frac{1}{T_{a.p.ci}} \left(\frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{a.p.ci}} + \mu_{moi} + \mu_{p.d.ci} - \mu_{ii} \right); \quad (19)$$

$$\frac{d\mu_{p.d.ci}}{dt} = k_{pi} \frac{dp_{ii}}{dt} + \frac{k_{pi}}{T_{ui}} (p_{ii} - 1), \quad (20)$$

где T_{ui} — постоянная времени сервомотора регулятора «до себя», $\mu_{p.d.ci}$ — открытие регулирующих клапанов; k_{pi} — коэффициент усиления.

Аналогичным образом может быть смоделирована тепловая турбина с барабанным котлоагрегатом, уравнения которого несколько отличаются от уравнений (11) — (20) и здесь не приводятся.

При глубоких снижениях частоты в системе уравнения переходных процессов котлоагрегатов с питательными электронасосами необходимо изменить в соответствии с данными [Л. 4].

Математическая модель гидравлической турбины, учитывающая явление гидроудара, изодромный регулятор скорости и систему вторичного регулирования, может быть записана в виде

$$\frac{d\mu_i}{dt} = \frac{1}{T_{ci}} \left(\mu_{moi} + \Delta\mu_{mi} + \frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{a.p.ci}} - \xi_i \mu_i - Y_{ri} \right); \quad (21)$$

$$\frac{dY_{ri}}{dt} = \frac{1}{T_{ui}} \left[\eta_i \frac{T_{ui}}{T_{ci}} \left(\mu_{moi} + \Delta\mu_{mi} + \frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{a.p.ci}} - \xi_i \mu_i \right) - Y_{ri} \left(1 + \eta_i \frac{T_{ui}}{T_{ci}} \right) \right]; \quad (22)$$

$$\frac{dP_{ti}}{dt} = \frac{2}{\mu_{moi} T_{bi}} (\mu_i H_{oi} P_{\text{номи}} - P_{ti}) - \frac{2H_{oi} P_{\text{номи}}}{T_{ci}} \left(\mu_{moi} + \Delta\mu_{mi} + \frac{1 - \omega_{ri}}{\sigma_{a.p.ci}} - \xi_i \mu_i - Y_{ri} \right), \quad (23)$$

где Y_{ri} — сигнал гибкой обратной связи; ξ_i , η_i — коэффициенты жесткой и гибкой обратной связей; T_{ci} , T_{ui} , T_{bi} — постоянные времени сервомотора, изодрома и водовода; H_{oi} — напор воды ($H_0 = \text{const}$, $H_0 \leq 1$); μ_i — открытие направляющего аппарата турбины.

Вторичное регулирование ГЭС $\Delta\mu_{mi}$ в простейшем случае описывается уравнением (13). В общем случае предусмотрено моделирование более сложных законов регулирования по частоте и активной мощности (АРЧМ).

Действие противоаварийной и технологической автоматики моделируется путем задания уставок ее срабатывания и временных интервалов запаздывания. Возмущения, вносимые автоматикой, комплектуются из стандартного набора возмущений, которым снабжается математическая модель системы (короткие замыкания, изменения нагрузок и т. п.). Кроме того, предусматривается введение автоматики программного типа действия. Моделируются следующие виды автоматики и технологических защит: АЧР, частотное АПВ, АПАХ по проворотам и углу, резервные АПАХ, делительная автоматика по активному перетоку, включение и отключение тепловых турбин по технологическому минимуму и гидротурбин по условиям кавитации, отключение парогенераторов при недопустимых

понижениях давления «свежего» пара, работа БРОУ и автоматов безопасности и ряд других.

При расчете переходного процесса на первом этапе после аварийного возмущения учитываются мгновенные значения частоты в каждом узле $\omega_i \neq \omega_j \neq \omega_k$. На втором этапе переходного процесса после затухания качаний учитывается среднее значение частоты в системе $\bar{\omega} = \omega_i = \omega_{ri}$. В этом случае движение всех генераторов описывается одним дифференциальным уравнением. Ускорение генераторов энергосистемы определяется из решения системы алгебраических уравнений типа (9) и (10), которая является практически системой уравнений установившегося режима при постоянной частоте. В этой системе уравнений мощности генераторов определяются с учетом ускорения по следующему выражению:

$$P_{ri} = P_{ti} - T_{ji} \omega_r \theta, \quad (24)$$

где $\theta = \frac{d\omega_r}{dt}$ — ускорение всех генераторов системы.

Напряжения на шинах генераторов принимаются неизменными или учитываются ограничения по реактивной мощности.

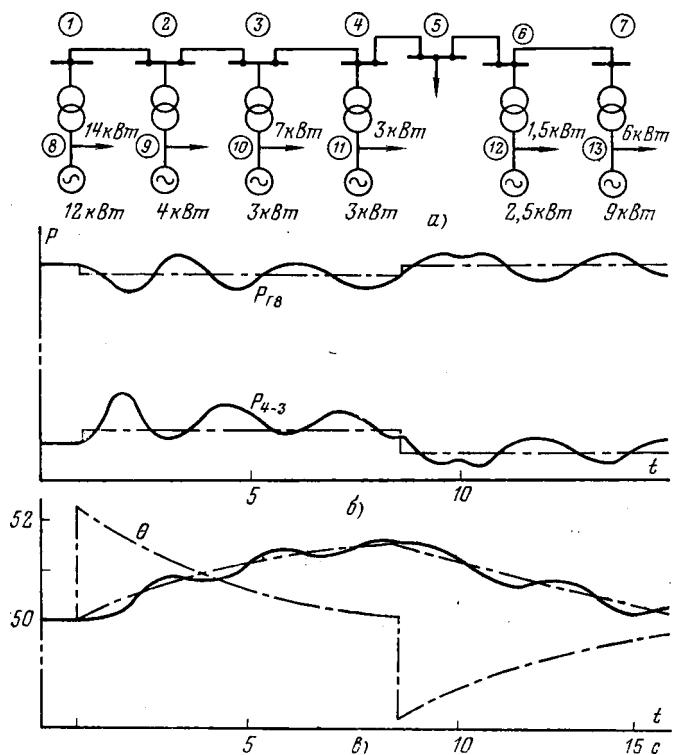
На первом этапе переходного процесса об устойчивости системы можно судить по виду решения. На втором этапе вследствие упрощающих допущений по виду решения дифференциальных уравнений нельзя судить об устойчивости системы. Однако в этом случае режим системы изменяется медленно и является квазиустановившимся, а его устойчивость можно оценивать как статическую устойчивость установившегося режима.

Алгоритм и программы расчета длительных переходных процессов. Расчет переходных процессов сводится к совместному решению систем дифференциальных и алгебраических уравнений вида

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2); \\ f_2(x_1, x_2) = 0. \end{cases} \quad (25)$$

Наиболее перспективными в настоящее время методами численного анализа систем типа (25) являются методы прогноза и коррекции численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, совмещаемые с итерационными методами решения системы алгебраических уравнений.

При расчете переходных процессов на первом этапе системной аварии все термодинамические переменные котлоагрегата и турбины, за исключением давления «свежего» и «перегретого» пара P_1 , P_2 могут быть приняты неизменными. На первом этапе переходного процесса в энергосистеме расчет проводится с помощью метода прогноза и коррекции с автоматическим выбором шага численного интегрирования, обеспечивающего заданную точность получаемых результатов. Переход к алгоритмам второго этапа организуется при снижении амплитуды взаимных колебаний частот в узлах системы ниже заранее заданного уровня. Расчет переходных процессов на втором этапе продолжается либо до установления нового стационарного режима, либо до момента срабатывания средств противоаварийной или технологической автоматики. В последнем случае происходит возврат к алгоритмам первого этапа.



Переходный процесс при кратковременном отключении нагрузки.

a — расчетная схема; *б* — графики изменения мощностей генераторов и перетока по связи; *в* — графики изменения частоты и ускорения системы; — эксперимент; — расчет.

Значительное ускорение расчета второго этапа удается получить, применив метод осреднения «быстрых» переменных, к которым в этом случае относятся частота в системе, давления свежего и перегретого пара, положение регулирующих клапанов турбоагрегатов и направляющего аппарата гидротурбин. Применение этого метода, как показали проведенные исследования, не искажает топологическую картину пространства состояний исследуемой системы и в то же время позволяет значительно сократить число дифференциальных уравнений и увеличить шаг интегрирования [Л. 7].

Для выбора противоаварийной автоматики в сложных энергосистемах и решения других задач предусмотрен упрощенный расчет длительных переходных процессов без учета взаимных качаний углов.

При этом предполагается, что электромагнитные и электромеханические колебания затухают мгновенно после аварийного возмущения. Небаланс мощности, обусловленный аварией, воспринимается инерционными массами всех станций, роторы агрегатов которых приобретают конечное ускорение. Алгоритм такого расчета подробно изложен в [Л. 8]. Вводимое упрощение приводит

к погрешностям при анализе процессов в первые несколько секунд после возмущения. В дальнейшем переходный процесс моделируется верно и позволяет исследовать устойчивость квазистабилизировавшихся и установившихся послеаварийных режимов, имеющих место через 5—300 с. Такой упрощенный подход позволяет оперативно анализировать длительные переходные процессы в сложных схемах и на основании такого анализа обоснованно выбирать противоаварийную автоматику.

Разработанные модель и алгоритм реализованы в комплексе программ расчета длительных переходных процессов, написанных на языке ФОРТРАН. В случае неучета взаимных качаний на основе [Л. 8] разработана промышленная программа расчета послеаварийных режимов и устойчивости. Результаты расчетов сопоставлены с результатами эксперимента на электродинамической модели (см. рисунок). Моделировалась часть ЕЭС СССР. Возмущением было отключение части нагрузки в узле 1 в момент времени 1 с и ее повторное включение через 75 с. На рисунке приведены экспериментальные и расчетные кривые¹. Дополнительно показано рассчитанное ускорение системы θ .

Рассчитанные кривые хорошо соответствуют средним значениям экспериментальных кривых. Сравнение показало, что рассчитанные переходные процессы качественно совпадают с имеющими место в реальных энергосистемах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Энергия, 1964.
2. Лукашов Э. С. О расчете переходных электромеханических процессов в электрических системах с учетом изменения частоты. — Изв. СО АН СССР. Серия технических наук, 1974, № 8, вып. 2.
3. Калюжный А. Х. Уравнения малых колебаний сложной электроэнергетической системы, учитывающие изменения частоты. — Изв. СО АН СССР. Серия технических наук, 1976, № 8, вып. 2.
4. Орнов В. Г. Анализ работы блоков 150—200 МВт при аварийных понижениях частоты. — Электрические станции, 1972, № 12.
5. Стернинсон Л. Д. Переходные процессы при регулировании частоты и активной мощности в электрических системах. — М.: Энергия, 1975.
6. Иванов В. А. Режимы мощных паротурбинных установок. — Л.: Энергия, 1971.
7. Лукашов Э. С., Лизалек Н. Н., Лукин А. Н. Математическое моделирование электроэнергетической системы для расчета электромеханических переходных процессов при больших небалансах мощности и изменения частоты. — В кн.: Тезисы VII Всесоюзной конференции по моделированию электроэнергетических систем. — Таллин, 1977.
8. Калюжный А. Х., Соколов Ю. В. Исследование установившихся и квазистабилизировавшихся послеаварийных режимов с учетом динамики частоты. — Изв. СО АН СССР. Серия технических наук, 1978, № 13, вып. 3.

[128.11.79]

¹ Расчеты выполнил инж. А. А. Греб.



Выбор экономически целесообразных расчетных значений токов коротких замыканий в системах электроснабжения промпредприятий

ХАЙН М. (Берлин), ГЛАЗУНОВ А. А. (Москва), кандидаты техн. наук

Разработка методик экономически целесообразных решений при проектировании систем электроснабжения промышленных предприятий (ЭСПП) является одной из важных задач конкретной экономики. При оптимизации параметров ЭСПП значительную или решающую роль играют токи короткого замыкания (к. з.). Эти известные положения привели к фундаментальной постановке задачи выбора экономически целесообразных расчетных значений токов к. з. [Л. 1 и 2] и к выполнению ряда исследований в этой области [Л. 3—6]. Приводимые в статье материалы являются развитием работ [Л. 1, 2, 4, 5 и 7], в связи с чем здесь не повторяются основные аргументы рассмотрения расчетных значений токов к. з. как технико-экономического параметра системы электроснабжения, анализа целесообразности учета вероятностных характеристик этих токов и иные исходные положения проводимых в этом направлении исследований.

Так как расчетные значения токов к. з. являются параметрами, характеризующими электрическую сеть в целом, то параметры участков и элементов системы ЭСПП можно представить в виде технико-экономической функции характеристик к. з. (значения токов к. з., ожидаемое количество к. з., ожидаемое время перерыва электроснабжения после к. з. и т. п.).

Принципиально оптимизация расчетных значений токов к. з. является многокритериальной задачей. Учитывая, что многокритериальная оптимизация в настоящее время практически неосуществима, в данном случае оптимизация выполняется по основному критерию приведенных затрат.

Задача исследования состоит в составлении технико-экономической модели участка системы ЭСПП в зависимости от расчетного значения тока к. з. и нахождении его оптимального значения.

Технико-экономические показатели системы электроснабжения, зависящие от значений токов короткого замыкания. Оптимизация осуществляется на основе функции приведенных затрат

$$Z_{\Sigma} = E_n K_{\Sigma} + I_{\Sigma} + Y_{\Sigma}, \quad (1)$$

где E_n — нормативный коэффициент эффективности капиталовложений; K_{Σ} — суммарные капиталовложения в рассматриваемой части системы ЭСПП; I_{Σ} — соответствующие суммарные эксплуатационные издержки; Y_{Σ} — суммарные народнохозяйственные убытки, связанные с протеканием токов к. з.

Анализ стоимостных показателей электрооборудования показывает, что капиталовложения в основные элементы ЭСПП в первом приближении можно представить линейной функцией определяющих параметров (сечение жил кабеля, ток отключения выключателя, номинальная мощность трансформатора или двигателя и т. п.) при опре-

деленном номинальном напряжении электроустановки

$$K_i = a_i X_i + b_i \quad (2)$$

или для участка системы (или системы в целом)

$$K_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n (a_i X_i + b_i), \quad (3)$$

где X_i — параметр элемента; a_i , b_i — постоянные коэффициенты, зависящие от номинального напряжения, конструкции элементов и т. п.

Капиталовложения для участка системы ЭСПП, где элементами, определяющими стоимость его выполнения, являются кабели и выключатели:

для кабельных линий

$$K_k = k_{0k} l_k n_k = a_k F_k + b_k; \quad (4)$$

для выключателей

$$K_v = a_v I_v + b_v, \quad (5)$$

где F_k — сечение токоведущей фазной жилы кабеля, мм^2 ; I_v — ток отключения выключателя, kA ; l_k — длина кабельной линии, км ; n_k — число параллельных кабелей; k_{0k} — удельная стоимость кабельной линии, $\text{руб}/\text{км}$.

Выразим параметры кабелей и выключателей через значения тока к. з.:

для кабеля — на основе условия термической стойкости при к. з. в сетях систем ЭСПП

$$F_{k,p} = \alpha_n I_{\infty} \sqrt{t_n}, \quad (6)$$

где $F_{k,p}$ — расчетное сечение кабеля по условиям термической стойкости при к. з., мм^2 ; α_n — расчетный коэффициент, определяемый ограничением допустимой температуры нагрева жил кабеля; I_{∞} — установившийся ток к. з., kA ; t_n — приведенное время действия тока к. з.;

для выключателей — на основе электродинамического действия тока к. з.

$$I''_k \leq I_{0,\text{ном}}, \quad (7)$$

где I''_k — значение начального сверхпереходного тока к. з., kA ; $I_{0,\text{ном}}$ — номинальный ток отключения выключателя, kA .

Если рассматриваемый элемент или участок достаточно удален от питающего генератора, что справедливо для систем ЭСПП, то можно принять

$$I_{\infty} \approx I''_k \text{ и } I_0 \approx I''_k.$$

В этом случае капиталовложения на кабельные линии с учетом (4)

$$K_k = a_k \alpha_n \sqrt{t_n} I''_k + b_k;$$

а на выключатели с учетом (5)

$$K_v = a_v I''_k + b_v.$$

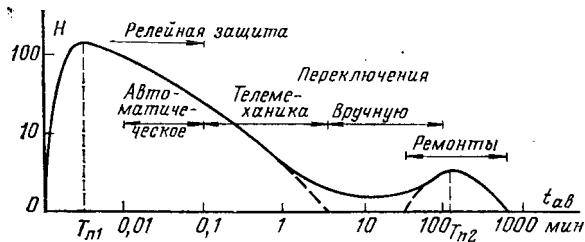


Рис. 1. Зависимость частоты аварийных простоев от длительности аварии для системы электроснабжения нефтеперерабатывающего цеха химического комбината в ГДР.

В общем виде для рассматриваемого участка системы ЭСПП, состоящего из n кабельных линий и m выключателей,

$$\left. \begin{aligned} K_{\Sigma} &= a_{\Sigma} J''_{\kappa} + b_{\Sigma}; \\ a_{\Sigma} &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (a_{ki} a_{nj} \sqrt{t_n} + a_{bj}); \\ b_{\Sigma} &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (b_{ki} + b_{bj}), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где i, j — порядковые номера кабельных линий и выключателей. Соответствующие ежегодные издержки по эксплуатации этого электрооборудования

$$I_s = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left(E_{si,j} K_{i,j} + c_{\text{э.уд}} \sum_{i=1}^n \Delta \mathcal{E}_i \right), \quad (9)$$

где $c_{\text{э.уд}}$ — удельная стоимость 1 кВт·ч потерь электроэнергии, руб/кВт·ч; $E_{si,j}$ — отчисления на амортизацию, текущий ремонт и обслуживание элементов i, j ; $\Delta \mathcal{E}_i$ — потери электроэнергии в линии i за год, кВт·ч/год.

Потери электроэнергии в активных сопротивлениях элементов системы ЭСПП

$$\Delta \mathcal{E}_i = \sum_{i=1}^n \frac{r}{U_{\text{ном}}^2} S_{mi}^2 \tau_i, \quad (10)$$

где $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение, кВ; S_{mi} — максимальная (расчетная) нагрузка элемента i , кВ·А; τ_i — время максимальных потерь в элементе i , ч/год; r_i — активное сопротивление элемента i , Ом.

Ежегодные издержки по эксплуатации рассматриваемого участка системы ЭСПП с учетом (6) и (8) — (10) после некоторых преобразований могут быть записаны в виде

$$I_s = c_{1\Sigma} J''_{\kappa} + c_{2\Sigma} + \frac{c_{\text{э.уд}} \tau}{a_n U_{\text{ном}}^2 J''_{\kappa} \sqrt{t_n}} \sum_{i=1}^n \frac{l_{ki} S_{mi}^2}{n_{ki} F_{ki}}, \quad (11)$$

где $c_{1\Sigma} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m E_{si,j} a_{i,j}$;

$$c_{2\Sigma} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m E_{si,j} b_{i,j};$$

r — удельное сопротивление материала жил кабелей, $(\Omega \cdot \text{мм}^2)/\text{км}$; τ — время максимальных потерь, ч/год.

Ожидаемые народнохозяйственные убытки при к. з. в ЭСПП включают следующие главные составляющие: убытки от перерывов электроснабжения промышленных предприятий, первичной причиной которых является к. з. (производственные убытки); убытки от повреждений элементов системы электроснабжения при к. з. (материальные убытки). Народнохозяйственные убытки и их зависимость от времени простоя определяются по данным соответствующих обследований. На рис. 1 и 2 представлены зависимости частоты аварийного простоя H и производственных убытков Y_{π} от времени аварийного простоя $t_{\text{ав}}$ на примере химического комбината в ГДР. Производственные убытки, рассматриваемые по технологическим единицам (производственная установка, отдел, цех, завод и т. п.), могут оцениваться по следующему выражению [Л. 8 и 9]:

$$Y_{\pi} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m c_{\pi i,j} H_{i,j}, \quad (12)$$

где $c_{\pi i,j}$ — стоимость производственных убытков, которая определяется по функции $c_{\pi} = f(t_{\text{ав}})$ руб/ч.

Частота аварийного простоя

$$H_{i,j} = \frac{\lambda_{i,j}}{\lambda_{i,j} T_{\pi i,j} + 8760} \quad (13)$$

или, если имеется автоматическое включение резервного питания, что соответствует условиям многих участков современных систем ЭСПП по требованиям надежности,

$$H_{i,j} \approx \frac{\lambda_{i,j}}{8760},$$

где $\lambda_{i,j}$ — параметры потока повреждений элементов i, j -й системы ЭСПП; $T_{\pi i,j}$ — ожидаемое время их аварийного простоя, ч.

Тогда производственные убытки

$$Y_{\pi} = \frac{1}{8760} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m c_{\pi i,j} \lambda_{i,j}. \quad (14)$$

Ожидаемые убытки от повреждений элементов ЭСПП определяются по фактической стоимости поврежденных элементов после определенного срока их службы и по частоте повреждений элементов

$$Y_{\text{м}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m K_{mi,j} h_{i,j}; \quad (15)$$

$$K_{mi,j} = K_{i,j} \left(1 - \frac{t_{ci,j}}{T_{\text{н.сл}i,j}} \right);$$

$$h_{i,j} = \frac{\lambda_{i,j}}{1 + \lambda_{i,j} t_{ci,j}};$$

$$t_{ci,j} = \frac{1}{1 - e^{-\lambda_{i,j}}},$$

где $K_{mi,j}$ — фактическая стоимость элемента i, j ЭСПП на момент повреждения токами к. з., определяемая с учетом амортизации элемента, руб; $h_{i,j}$ — частота повреждений токами к. з. элемента i, j в течение нормативного срока службы; $t_{ci,j}$ — ожидаемый срок службы элемента i, j ЭСПП до его повреждения током к. з., определяемый в пред-

положении, что к. з. является случайным пуассоновским процессом [Л. 5], лет; $T_{\text{н.сл}, i, j}$ — нормативный срок службы элемента i, j ЭСПП, лет.

С учетом сказанного материальные убытки

$$y_m = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \lambda_{i, j} K_{i, j} \left(\frac{T_{\text{н.сл}, i, j} - T_{\text{н.сл}, i, j} e^{-\lambda_{i, j}} - 1}{1 - e^{-\lambda_{i, j}} + \lambda_{i, j}} \right). \quad (16)$$

Технико-экономическая модель участка системы электроснабжения для оптимизации расчетных значений токов короткого замыкания. Учитывая статистическую модель расчетных значений токов к. з. на основе [Л. 7],

$$I''_{k, p} = \bar{I''}_k + \beta \sigma(I''_k), \quad (17)$$

где $I''_{k, p}$ — расчетное значение начального сверхпереходного тока к. з. с учетом вероятностно-статистических характеристик тока к. з. для рассматриваемой сети; $\bar{I''}_k$ — среднее значение начального сверхпереходного тока к. з.; $\sigma(I''_k)$ — среднеквадратичное отклонение начального сверхпереходного тока к. з.; β — мера рассеяния, зависящая от вероятности превышения током к. з. расчетного значения.

Технико-экономическая модель участка системы ЭСПП составляется на основе выражений (1), (8), (11), (14), (16), (17) и после некоторых преобразований получает вид:

$$\begin{aligned} Z = & \beta \sigma(I''_k) \left[E_h a_\Sigma + C_{1\Sigma} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{a_{i, j} \lambda_{i, j}}{T_{\text{н.сл}, i, j}} \zeta_{i, j} \right] + \\ & + \frac{c_{\text{э.уд.}\tau}}{\alpha_h U_{\text{ном}}^2} \sqrt{I''_p [\bar{I''}_k + \beta \sigma(I''_k)]} \sum_{i=1}^n \frac{I_{ki} S_{mi}}{n_{ki}} + \\ & + \bar{I''}_k \left[E_h a_\Sigma + c_{1\Sigma} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{a_{i, j} \lambda_{i, j}}{T_{\text{н.сл}, i, j}} \zeta_{i, j} \right] + \\ & + E_h b_\Sigma + c_{2\Sigma} + \frac{1}{8760} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m c_{ni, j} \lambda_{i, j} + \\ & + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{b_{i, j} \lambda_{i, j}}{T_{\text{н.сл}, i, j}} \zeta_{i, j}, \end{aligned} \quad (18)$$

где

$$\zeta_{i, j} = \frac{T_{\text{н.сл}, i, j} - T_{\text{н.сл}, i, j} e^{-\lambda_{i, j}} - 1}{1 - e^{-\lambda_{i, j}} + \lambda_{i, j}}.$$

При оптимизации расчетного значения тока к. з. для некоторого участка системы ЭСПП, содержащего указанные выше элементы, переменной величиной является мера рассеяния β . Графическое изображение составляющих приведенных затрат по (18) дано на рис. 3.

Оптимизация расчетных значений токов короткого замыкания. Оптимизация расчетных значений токов к. з. в системах ЭСПП с учетом всех влияющих условий и факторов чрезвычайно сложна. Поэтому, чтобы упростить задачу и сделать ее решение практически возможным, заводится ряд предпосылок:

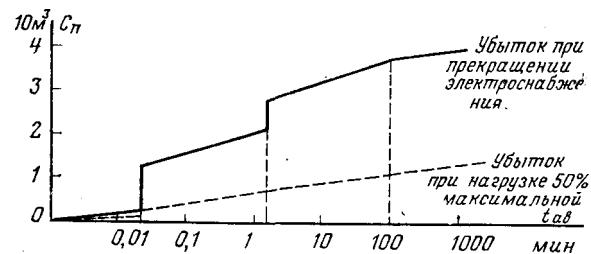


Рис. 2. Зависимость стоимости производственных убытков при аварийном простое электроснабжения от длительности аварии для системы электроснабжения нефтеперерабатывающего цеха химического комбината в ГДР.

пушений и ограничений. Последние зависят, прежде всего, от характера и постановки самой задачи. К числу допущений в данном исследовании относятся следующие:

рассматривается к. з. в точке, достаточно удаленной от питающих генераторов;

параметры потоков повреждений элементов системы считаются постоянными величинами, не зависящими от изменений расчетного значения тока к. з.;

случайное состояние рассматриваемой сети системы ЭСПП в момент к. з. соответствует нормальному режиму;

рассматриваются участки сетей ЭСПП с резервированием линий и трансформаторов и с автоматическим вводом резерва.

Кроме этого, в данном исследовании принимаются следующие технические и технико-экономические ограничения:

основное ограничение устанавливается непосредственно по оптимизируемой величине

$$I''_{k, \min} \leq I''_{k, \text{опт}} \leq I''_{k, \max},$$

где $I''_{k, \min}$ — минимальное расчетное значение тока к. з., определяемое по требованиям релейной защиты и автоматики; $I''_{k, \text{опт}}$ — оптимальное расчетное значение тока к. з.; $I''_{k, \max}$ — максимальное расчетное значение тока к. з., определяемое по классической методике расчетов токов к. з., применяемой в настоящее время;

ограничение по сечениям кабельных линий:

$$F_{k, \min} \leq F_{k, \text{опт}} \leq F_{k, \max},$$

где $F_{k, \min}$ — минимально допустимое сечение кабеля, например, по длительно допустимому нагреву;

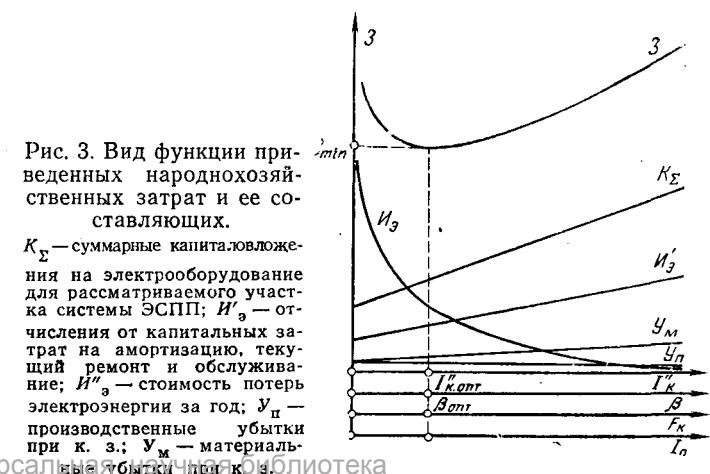


Рис. 3. Вид функции приведенных народнохозяйственных затрат и ее составляющих.

K_Σ — суммарные капиталовложения на электрооборудование для рассматриваемого участка системы ЭСПП; I''_S — отчисления от капитальных затрат на амортизацию, текущий ремонт и обслуживание; I''_S — стоимость потерь электроэнергии за год; y_p — производственные убытки при к. з.; y_m — материальные убытки при к. з.

$F_{\text{к.опт}}$ — сечение кабеля, соответствующее оптимальному расчетному току к. з.; $F_{\text{к.макс}}$ — сечение кабеля, выбранное по условиям максимального, расчетного тока к. з.;

суммарные капиталовложения, соответствующие оптимальным расчетным значениям токов к. з., должны быть не больше суммарных капиталовложений при максимально возможных расчетных значениях токов к. з.;

потери напряжения в сети одного номинального напряжения не должны превышать допустимые;

материальные убытки имеют место только тогда, когда ожидаемое время повреждения элементов токами к. з. меньше нормативных сроков их службы;

если определяется вероятное значение максимального тока к. з. с учетом стохастической модели, то мера рассеяния $\beta > 0$ [Л. 7].

Исходя из линейной зависимости минимизируемой функции приведенных затрат от искомого оптимизируемого параметра β и линейного характера всех моделей ограничений, задача оптимизации может иметь только одно вещественное решение, соответствующее минимуму приведенных затрат (одноэкстремальная оптимизация). Необходимое условие оптимизации $dZ/d\beta = 0$. Из этого условия и с учетом (17) и (18) получим

$$\begin{aligned} \beta_{\text{опт}} = & \frac{1}{\gamma_b} + \\ & + \frac{1}{\sigma(I''_k)} \sqrt{\frac{\frac{c_{\text{з.удр}}}{\alpha_h U_{\text{ном}}^2 t_n} \sum_{i=1}^n \frac{l_{ki} S_{mi}^2}{n_{ki}}}{E_h a_{\Sigma} + c_{1\Sigma} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{a_{i,j} \lambda_{i,j}}{T_{\text{н.спл},j}} \xi_{i,j}}}, \end{aligned} \quad (19)$$

где γ_b — коэффициент вариации функции распределения $F(I''_k)$ [Л. 7]. Достаточное условие для нахождения минимума приведенных затрат $d^2Z/d\beta^2 > 0$. Так как в данном случае

$$\frac{d^2Z}{d\beta^2} = 2 \left(\beta + \frac{1}{\gamma_b} \right) > 0,$$

то при значении $\beta_{\text{опт}}$ минимум приведенных народнохозяйственных затрат действительно имеет место.

Анализируя полученные результаты можно сформулировать следующие положения. При экономическом обосновании варианта электрической сети с оптимальным значением $\beta_{\text{опт}}$ необходимо определять зону равнозадачных значений оптимизируемой величины (β, I''_k), так как выбираемые параметры элементов системы ЭСПП имеют дискретные шкалы номинальных значений (сечения, номинальные токи и т. п.). Оптимальное значение $\beta_{\text{опт}}$, а следовательно, и оптимальное расчетное значение начального сверхпереходного тока к. з. зависят от технико-экономических характеристик системы ЭСПП (стоимость электрооборудования, электроэнергии и т. д.), материала провод-

ников и характеристик надежности работы сети. Технико-экономическая модель участка системы ЭСПП является экономически устойчивой, так как при отклонении оптимизируемого параметра β от его оптимального значения на 5% народнохозяйственные затраты повышаются на 2—3%. При проектировании систем ЭСПП исходная информация часто носит предположительный характер. Поэтому возникает задача исследования технико-экономической чувствительности рассматриваемой модели по отношению к погрешности в определении оптимального варианта. В данном случае при принятой погрешности исходных данных $\pm 5\%$ возможный диапазон относительной погрешности в определении оптимального расчетного значения начального сверхпереходного тока к. з. составит $-6\% \rightarrow +7\%$.

Применение предложенной методики при контрольных расчетах электрических сетей 380 В конкретного химического комбината ГДР показал суммарный экономический эффект в 600 тыс. марок (ГДР) за счет снижения сечений жил кабелей и параметров выключателей.

Специальный анализ показал, что практическое осуществление электрических сетей ЭСПП с оптимальными токами к. з. (по предложенной методике) практически не сопровождается уменьшением безопасности обслуживания этих электроустановок.

Выводы. 1. Оптимизацию расчетных значений токов к. з. возможно проводить по участкам сети, так как проверка элементов системы ЭСПП на электродинамическую и термическую стойкость к токам к. з. также проводится по таким участкам, что существенно упрощает оптимизационные решения.

2. Так как ряд параметров электрооборудования имеет дискретный характер, то оптимизацию расчетных значений токов к. з. особенно целесообразно проводить в тех случаях, когда по условиям протекания тока к. з. требуется выбирать повышенные параметры электрооборудования.

3. Применение предложенной методики определения оптимальных расчетных значений к. з. может дать существенный экономический эффект при проектировании и выполнении системы ЭСПП за счет сокращения капиталовложений на кабельные линии, выключатели и на токоограничивающие устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сыромятников И. А. К вопросу о целесообразных значениях токов коротких замыканий в распределительных сетьях. — Электричество, 1966, № 1.

2. Kloeppel W. F. Vergleichende Beurteilung von Massnahmen der Gestaltung elektrotechnischer Anlagensysteme zur Begrenzung von Kurzschlussströmen und deren Auswirkungen. — Elektric, 1969, Jg 23, N. 9.

3. Неклепаев Б. Н. Координация и оптимизация уровней токов короткого замыкания в электрических системах. — М.: Энергия, 1978. — 149 с.

4. Глазунов А. А., Шевченко Ж. И. Экономически целесообразные значения токов короткого замыкания на шинах 10 (6) кВ понижающих подстанций — центрах питания городских электрических сетей. — «Электричество», 1977, № 7, с. 1—6.

5. Hein M. Gedanken zur kurzschlussstromfesten Dimensionierung elektrotechnischer Anlagen in industriellen Elektroenergiversorgungssystemen. — Elektric, 1977, Jg 31, N. 9.

6. Об оптимальных значениях мощности короткого замыкания в системах электроснабжения промышленных предприятий / Миллер Г. Р., Губанов Ю. Е., Тимофеев М. Н. и др. — Труды ГПИ Тяжпромэлектропроект. — М.: Энергия, 1972.

7. Хайн М., Глазунов А. А. О вероятностных и статистических характеристиках токов коротких замыканий в системах электроснабжения. — Электричество, 1980, № 1.

8. Kloepfel F. W., Wolf H. Zu Grundlagen der Zuverlässigkeit und Schadensvermittlung, dargestellt an Beispielen der Elektroenergievorsorgung von Chemieanlagen sowie Kälte- und Klimatechnik. — Luft- und Kältetechnik, 1974, N. 4.

9. Михайлов В. В. Надежность электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1973. — 167 с.

[07.07.80]

УДК [621.316.925.2:621.315.1.027.3].001.24

Алгоритмы и программы измерительных органов дистанционной защиты ВЛ 330—750 кВ

ЗИСМАН Л. С.

Москва

Во ВНИИЭ по заданию ЦДУ ЕЭС СССР разработана и испытана в энергосистеме дистанционная защита ВЛ от междуфазных коротких замыканий, реализованная на управляющей мини-ЭВМ типа М-6000. Такая ЭВМ практически в полной мере отвечает требованиям защиты в части комплектации устройствами связи с объектом. Поскольку вычислительные способности у внедряемых в производство микро-ЭВМ, имеющих в своем составе расширитель арифметических операций с 16-разрядными двоичными числами, примерно такие же, как у ЭВМ М-6000, алгоритмы и структурные схемы программ, проверенных на последней, можно в дальнейшем использовать при переходе на микро-ЭВМ. В отличие от известных [Л. 1 и 2], выполненная дистанционная защита содержит два вида измерительных органов с различными алгоритмами, что позволяет увеличить ее быстродействие при близких и точность — при удаленных повреждениях. Первый быстродействующий измерительный орган предназначен для первой и второй ступеней защиты, вводимых в действие в первые 100 мс после начала повреждения, основан на применении методов численного дифференцирования и не требует фильтрации слагающей промышленной частоты. Другой измерительный орган используется в первой, второй и третьей ступенях защиты, вводимых в действие через 100 мс после начала короткого замыкания (к. з.), и выполнен с применением цифровой фильтрации напряжений и токов.

Величина входного сопротивления ВЛ, найденная при коротком замыкании во время выполнения программ второго измерительного органа, используется для расчета и последующего вывода на печать расстояния до места междуфазного повреждения.

Расчеты для первого измерительного органа дистанционной защиты начинаются после выбора поврежденного присоединения и поврежденных фаз специально разработанными программами [Л. 3], правильное действие которых обеспечивается в случае к. з. на защищаемых ВЛ. При удаленных повреждениях, когда вводится в действие второй

измерительный орган, выбор фаз и линии производится с его помощью при уставках третьей ступени защиты.

Весь комплекс программ дистанционной защиты выполняется на ЭВМ за фиксированные промежутки времени (циклы). Исходными данными для работы пусковых и измерительных органов в каждом цикле являются мгновенные напряжения и токи, вводимые в запоминающее устройство с помощью быстродействующего аналого-цифрового преобразователя (АЦП) через интервалы квантования 1,667 мс.

Время одного преобразования аналог — код с вводом кода в ЭВМ составляет 110—120 мкс. Следовательно, при защите двух-трех ВЛ, присоединенных к одной системе шин, когда требуется последовательный опрос датчиков по 9—12 каналам, ввод информации от трансформаторов напряжения и тока занимает практически весь интервал квантования. Поэтому сбор и обработка данных разделены во времени: сначала, в течение заданного количества интервалов (8 для первого измерительного органа и 11 — для второго) производится ввод информации с помощью АЦП, а затем выполняются расчеты для измерительных органов и программа логической части, требующие 9—14 мс.

При опросе датчиков без фиксации в начале интервала квантования мгновенных значений всех напряжений и токов появляется дополнительная погрешность измерительных органов сопротивления. Для ее снижения предусматривается последовательный ввод напряжений и токов одноименных пар фаз: первым в каждом интервале квантования измеряется напряжение фаз *AB*, затем ток *AB* 1-й ВЛ, ток *AB* 2-й ВЛ, ток *AB* 3-й ВЛ, напряжение фаз *BC* и т. д.

Измерительный орган защиты с применением численного дифференцирования. Анализ алгоритмов дистанционных органов, основанных на применении методов численного дифференцирования и не требующих выделения слагающей промышленной частоты [Л. 4], привел к следующим выражениям для расчета расстояния до точки междуфаз-

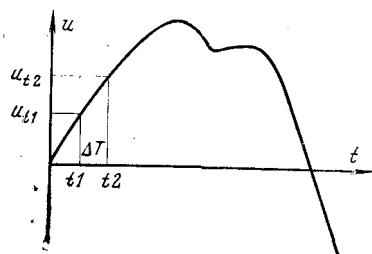


Рис. 1. Квантование электрической величины.

ного короткого замыкания на ВЛ 330—750 кВ в зависимости от его удаленности [Л. 5]:

если $l_{k,3} < 100—150$ км,

$$L = \frac{u_{t_1} - u_{t_2}}{i'_{t_1} - i'_{t_2}}; \quad (1)$$

$$R = \frac{u_{t_1} - L i'_{t_1}}{i_{t_1}}; \quad (2)$$

если $l_{k,3} < 350—600$ км,

$$l_{k,31,2} = \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4B_2u_t}}{2B_2}, \quad (3)$$

где L , R — индуктивность и активное сопротивление поврежденного участка линии; u_{t_1} , u_{t_2} , i_{t_1} , i_{t_2} — мгновенные напряжения и токи, измеренные в моменты времени t_1 и t_2 (см. рис. 1); i'_{t_1} , i'_{t_2} — первые производные тока по времени, вычисленные по интерполяционным формулам Лагранжа [Л. 6];

$$B_1 = -(L_0 i'_{t_1} + R_0 i_{t_1});$$

$$B_2 = \frac{1}{2} (L_0 C_0 u''_{t_1} + R_0 C_0 u'_{t_1});$$

L_0 , C_0 , R_0 — удельные индуктивность, емкость и активное сопротивление линии.

При расчетах по выражениям (1) и (2) сопротивление электрической дуги учитывается с погрешностью, так как они выведены исходя из замещения ВЛ линейными индуктивным и активным сопротивлениями. Более точный учет влияния электрической дуги возможен при использовании выражения, предложенного Г. М. Шалытом:

$$l_{k,3} = \frac{u_{t_1} - u_{t_2}}{L_0 (i'_{t_1} - i'_{t_2}) + R_0 (i_{t_1} - i_{t_2})}. \quad (4)$$

Оно получено исходя из условия, что напряжение на электрической дуге u_d (при времени работы защиты менее 0,1 с) в течение большей части половины периода промышленной частоты практически неизменно (по форме приближается к прямоугольной) и пропорционально расстоянию между проводами линии. Тогда, записав для смежных моментов времени два уравнения вида $u_t = l_{k,3} \times (L_0 i'_{t'} + R_0 i_{t'}) + u_d$ и почленно вычитая из первого уравнения второе, можно получить выражение (4). Его применение дает наибольший эффект, если нет фильтрации сигналов напряжения перед вводом их в ЭВМ с помощью АЦП. Фильтрация приводит к отклонению формы напряжения от действительной и появлению дополнительной погрешности определения расстояния. Поэтому при разработке

фильтров учтено, что они должны в минимальной степени искажать сигналы, по форме близкие к прямоугольной, т. е. пропускать с малыми затуханием по амплитуде и сдвигом по фазе составляющие основной и третьей гармоник. У принятых фильтров частота среза равна 170 Гц, а неровномерность в полосе пропускания не превышает 1,5 дБ.

Определение расстояния в соответствии с выражением (3) на ЭВМ, не имеющей возможности быстрого выполнения арифметических операций с плавающей запятой, затруднено из-за необходимости вычисления квадратного корня и неоднозначности решения при единичном просчете. С учетом последнего необходимо проводить не менее трех просчетов для различных моментов времени и выбирать из шести полученных значений те корни, которые совпадают друг с другом с погрешностью не более 10—15%. В результате существенно увеличивается время вычислений.

Продолжительность расчетов значительно сокращается в случае применения следующего алгоритма. При повреждениях, находящихся в зоне от 50—100 до 300—400 км, и условии ограничения входного сигнала фильтрами низких частот с полосой пропускания до 170—200 Гц линию можно представить Т-образной схемой замещения, данной на рис. 2, где $L_1 = L_2 = L_0 l_1 / 2$; $R_1 = R_2 = R_0 l_1 / 2$; $C = C_0 l_1$; l_1 — длина линии от начала до точки A (в зависимости от полной длины линии может приниматься равной 150—250 км); L_k , R_k — индуктивность и активное сопротивление участка линии $l_{k,3}$ от точки A до места повреждения.

Сопротивление электрической дуги не учитывается, так как для $l_{k,3} > 100$ км ее влияние на погрешность расчетов невелико (напряжение на дуге составляет 4—5% остаточного напряжения в месте установки защиты). По такой схеме замещения можно найти мгновенные напряжения в точке A_1 , u_c и ток через индуктивность i_L в каждый из моментов квантования:

$$u_c = u - L_1 i' - R_1 i;$$

$$i_L = i - C u' c.$$

Для подсчитанных величин u_c , i_L можно записать

$$u_c = L_1 i' + R_1 i_L,$$

где $L = L_2 + L_k$, $R = R_2 + R_k$.

Так как $L_k = L_0 l_k$, $R_k = R_0 l_k$, то

$$l_{\text{доп}} = \frac{l_1}{2} + l_k = \frac{u_c}{L_0 i' + R_0 i_L}. \quad (5)$$

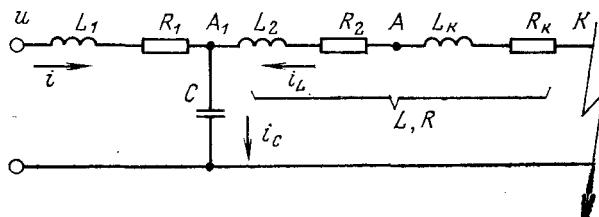


Рис. 2. Схема замещения длинной ВЛ.

Результирующее расстояние от места установки защиты до точки короткого замыкания

$$l_{k,3} = l_k + l_{k,1} = l_k / 2 + l_{\text{доп}}. \quad (6)$$

Расчетное значение L или $l_{k,3}$, найденное по любому из приведенных выражений, сравнивается с заданной уставкой, и если последняя больше, то принимается решение о срабатывании измерительного органа соответствующей ступени защиты.

Измерительные органы, выполненные в соответствии с (1), (2), (4), (5) и (6), исследовались методами математического и физического моделирования.

Расчеты с применением математической модели ВЛ (учитывались погрешности промежуточных трансформаторов и округления АЦП) показали, что при металлических к. з. алгоритмы (1) и (4) с точки зрения точности примерно равнозначны. Например, при подаче синусоидальных напряжений и токов, соответствующих короткому замыканию на ВЛ 500 кВ на расстоянии 120 км ($U=60$ В, $I=1$ А), серия опытов дала следующие результаты:

Номер опыта	1	2	3	4	5
$l_{k,3}$ по (1), км	114	111	123	132	129
$l_{k,3}$ по (4), км	111	117	240	111	113

Значительная погрешность расчета по (4) в третьем опыте связана с тем, что для расчета взяты данные в момент перехода напряжения через максимум, когда погрешности в определении $u_1 - u_2$ при ограниченной точности АЦП наибольшие. В программах измерительных органов по каждому из алгоритмов производятся три просчета расстояния с их сопоставлением, что необходимо для отбраковки неверных результатов из-за сбоев или неблагоприятных с точки зрения точности расчетов исходных данных. Поэтому единичный неверный результат на среднем значении не сказывается. Можно отметить, что в указанном опыте расчет по (1) наиболее точен.

Объем требуемой памяти и время выполнения программ в соответствии с (4) примерно на 10—15% меньше, чем при расчетах по (1). При учете реальной электрической дуги расчеты по (4) дают лучшие результаты, особенно если повреждения происходят вблизи места установки защиты. Например, в случае повреждения на ВЛ 500 кВ на расстоянии 10 км значение $l_{k,3}$ по (4) составило 10,6 км, а по (1) — 11,6 км. Кроме того, с уменьшением расстояния до точки к. з. и ростом сопротивления системы, приводящими к увеличению относительной доли сопротивления дуги, погрешность расчета в соответствии с (1) возрастает, а по (4) — практически не меняется и при расстояниях до 150 км не превышает 15% с учетом 10%-ной погрешности трансформаторов тока. Следует также отметить, что благодаря неизменности напряжения на электрической дуге выражение (4) можно применять для линий с односторонним и двухсторонним питанием.

Основная погрешность расчетов по выражению (4) связана с применением АЦП класса точности 0,3 вместо требуемого 0,1, что особенно сказывается на определении производных (разностей) тока и напряжения.

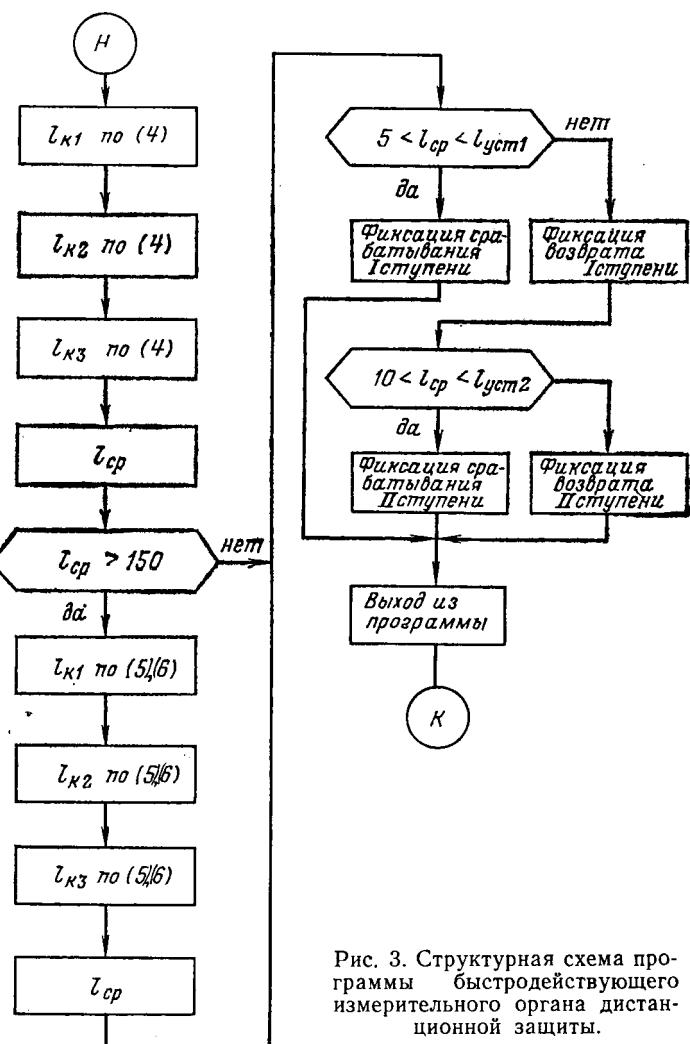


Рис. 3. Структурная схема программы быстродействующего измерительного органа дистанционной защиты.

Сопоставление алгоритмов измерительных органов, выполненных в соответствии с выражениями (3), (5) и (6), показывает, что при практически одинаковой точности время вычислений на ЭВМ М-6000 в первом случае на порядок больше, чем во втором и достигает 20—30 мс.

На основании изложенного при выполнении быстродействующих измерительных органов дистанционной защиты в качестве рабочих приняты последовательно выполняемые алгоритмы, основанные на выражениях (4) для к. з., удаленных на расстояние до 100—150 км, и (5), (6) — для к. з. на расстоянии от 50 до 300—400 км.

Структурная схема программы измерительного органа приведена на рис. 3. Перед обращением к ней отдельными программами производится ввод по 9 мгновенных значений (за 8 интервалов квантования) всех напряжений и токов защищаемых ВЛ, выбор поврежденной пары фаз и линии, задаются уставки первой и второй ступеней.

В программе измерительного органа трижды определяется $l_{k,3}$ в соответствии с (4) по напряжениям и токам, полученным соответственно за первые три, 2—5-й и 3—6-й интервалы квантования.

Затем с помощью подпрограммы определяется среднее расстояние l_{cp} , и если оно находится в зоне уверенных расчетов по данному алгоритму (менее

150 км), производится его сравнение с уставками первой и второй ступеней и фиксация срабатывания или возврата измерительного органа соответствующей ступени. Когда l_{cp} больше 150 км, также трижды определяется $l_{k,z}$ по (5), (6) с помощью мгновенных величин, введенных за первые шесть, 2—7-й и 3—8-й интервалы квантования, после чего повторяются операции первой части программы по определению l_{cp} и сравнению его с уставками.

В подпрограмме расчета среднего расстояния модуль разности каждого двух из трех $l_{k,z}$ сравнивается с восьмой частью одного из этих двух значений, и если указанная часть меньше, то по сопоставляемой паре подсчитывается l_{cp} .

Если ни для одной пары расстояний $l_{k,z}$ данное условие не выполняется, то l_{cp} присваивается значение, заведомо большее уставки второй ступени, например 1000 км.

Рабочие программы быстродействующего измерительного органа исследовались с применением данных, полученных на электродинамической модели ВНИИЭ, где была собрана схема электропередачи напряжением 750 кВ длиной 1200 км с участками по 400 км¹. Во время опытов к. з. на магнитной ленте записывались напряжения на выходах фильтров низких частот, подключенных к вторичным цепям токов и напряжений модели через соответствующие разделительные трансформаторы. Эти же фильтры и трансформаторы впоследствии использованы в качестве периферийных устройств подстанционной ЭВМ.

Полученные цифровые данные вводились в ЭВМ М-6000 в качестве исходных для испытаний. Наибольшая погрешность расчетов расстояний до точки к. з., удаленной до 400 км, составила 17% (с учетом погрешностей модельных трансформаторов и магнитной записи), а время выполнения программы — 6,8 мс.

Измерительный орган сопротивления с применением цифровой фильтрации методом свертки. При реализации измерительных органов дистанционной защиты на управляющей ЭВМ к цифровой фильтрации предъявляются следующие требования:

необходимо выделять составляющую промышленной частоты с подавлением апериодической слагающей и сигналов с частотами 100 Гц и выше;

расчеты, связанные с фильтрацией, должны выполняться за минимальное время;

проверку условий срабатывания измерительных органов целесообразно производить с применением ортогональных составляющих отфильтрованного сигнала, которые в свою очередь должны определяться при использовании одной и той же выборки мгновенных значений напряжения и токов.

В [Л. 7] показано, что указанным требованиям в значительной мере удовлетворяет алгоритм фильтрации, производимой методом свертки на интервале $(-\tau, \tau)$, кратном длительности периода промышленной частоты. При этом для свертки рекомендуется использовать прямоугольные или треугольные четные и нечетные функции, дискретные значения которых, взятые в каждый из моментов

¹ В испытаниях участвовали Я. А. Карпин и Ю. Я. Травина.

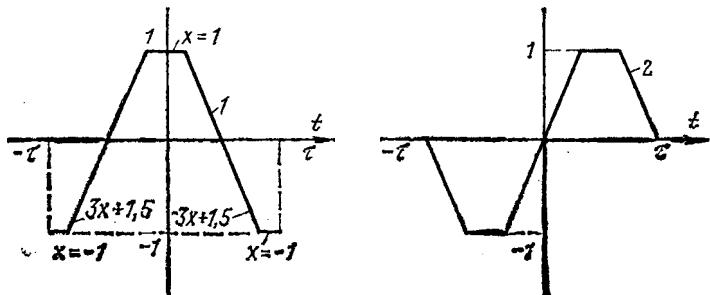


Рис. 4. Ортогональные трапецеидальные функции.
1 — четная; 2 — нечетная.



квантования, равны целым числам. Благодаря последнему вычисление интеграла свертки производится не операциями умножения и сложения, а сдвигов и сложения, что значительно ускоряет процесс счета. Применение четных и нечетных функций обеспечивает получение соответственно действительной и мнимой составляющих отфильтрованного сигнала.

Анализ указанного метода фильтрации в [Л. 7] выполнен с применением преобразования Фурье, позволяющего перейти от вычисления интеграла свертки во временной области к определению произведений в области частот. При этом качество фильтрации оценивается по форме преобразованных функций.

Сравнение характеристик показало, что зубчатые функции обеспечивают лучшее подавление высоких частот по сравнению с прямоугольными, но задаваемые при этом их дискретные значения в различные моменты времени неодинаковы и требуют существенного усложнения программы фильтрации. Например, при интервале квантования 1,667 мс (период промышленной частоты разбивается на $N=12$ участков) первые шесть дискретных значений составляют (с наибольшим приближением к целым числам): для косинусоидальной функции $-2, -1,73, -1, 0, 1, 1,73$; для четной прямоугольной функции $-1, -1, -1, 1, 1, 1$; для четной зубчатой функции $-3, -2, -1, 0, 1, 2$.

Для устранения указанного недостатка рассмотрена возможность использования ортогональных трапецеидальных функций. Особенно полезной является та из них (рис. 4), которая не содержит третьей гармоники и обеспечивает приемлемое подавление апериодической составляющей и сигналов с частотами 100 Гц и выше.

На рис. 5 показана четная трапецеидальная функция $F_{ct}(s)$ в области частот до 200 Гц ($s=2$), определенная при $\tau=1$. Она практически совпадает с кривой, построенной для косинусоидальной функции.

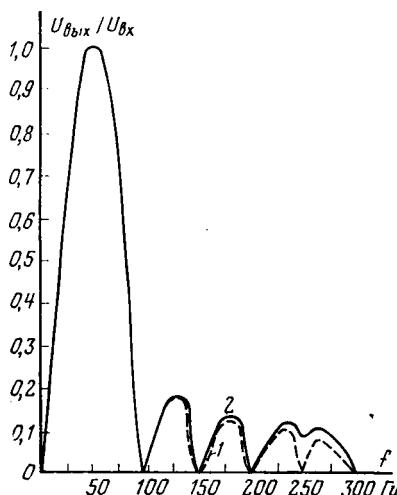


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики цифровых фильтров.

1 — для косинусоидальной функции; 2 — для трапецидальной функции.

Дискретные значения для трапецидальной функции при $N=12$ равны $-2, -2, -1, 0, 1, 2$, т. е. по модулю принимают значения 2^n ($n=0, 1$). Это позволяет заменить операции умножения и сложения при дискретной свертке на сложение или на сдвиг с последующим сложением и упростить программу фильтрации.

Дальнейшее исследование возможностей цифровой фильтрации, выполненной с применением функций [Л. 7] и дополнительно введенной трапецидальной функции, проведено методами математического моделирования. Определялись погрешности фильтрации в зависимости от погрешностей округления (при аналого-цифровом преобразовании) и задания интервала квантования. В качестве примера на рис. 6 приведены амплитудно-частотные характеристики фильтров, полученные с учетом погрешности округления для сигнала с амплитудой, равной 10% наибольшей. Они построены в диапазоне частот от нуля до 300 Гц, так как при более высоких частотах сигнал будет ослаблен более чем в 10 раз входными низкочастотными фильтрами. При отклонении длительности интервала квантования от номинального значения на 20 мкс и использовании АЦП с разрядностью 10 бит (один разряд знаковый) фильтрация с применением трапецидальных функций может обеспечить 10%-ную погрешность работы измерительных органов сопротивления примерно в шестидесятикратном диапазоне изменения действующих токов и напряжений.

Основные исследования проводились при интервале фильтрации $(-\tau, \tau)$, равном 20 мс. Увеличение длительности интервала улучшает качество последней в случаях, когда во входном сигнале имеются апериодическая и негармонические составляющие. Например, с ростом τ сигнал частоты 125 Гц по сравнению с сигналом промышленной частоты ослабляется в отношении $T/2\tau A$, где A — значение сигнала на выходе фильтра (при $f=125$ Гц, $\tau=10$ мс), $T=20$ мс. Ограничениями в выборе длительности интервала фильтрации являются времена срабатывания (не более 20 мс

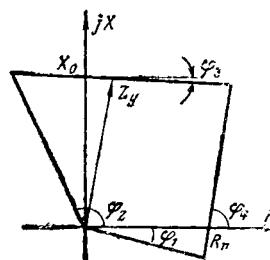


Рис. 7.

в случаях, когда алгоритм цифровой фильтрации используется для первой ступени, и 30—40 мс — старшие ступени) и возврата (30—40 мс) измерительных органов. Последнее необходимо для сокращения времени действия УРОВ.

Получаемые при фильтрации напряжения и токи

$$\dot{U} = U_c + jU_s, \quad \dot{I} = I_c + jI_s. \quad (7)$$

Их начальные фазы отсчитываются от момента времени, когда началось преобразование в коды и ввод мгновенных значений в память ЭВМ. Действительная и мнимая части вектора входного сопротивления ВЛ

$$R + jX = \frac{U_c I_c + U_s I_s}{I_c^2 + I_s^2} + j \frac{U_s I_c - U_c I_s}{I_c^2 + I_s^2}. \quad (8)$$

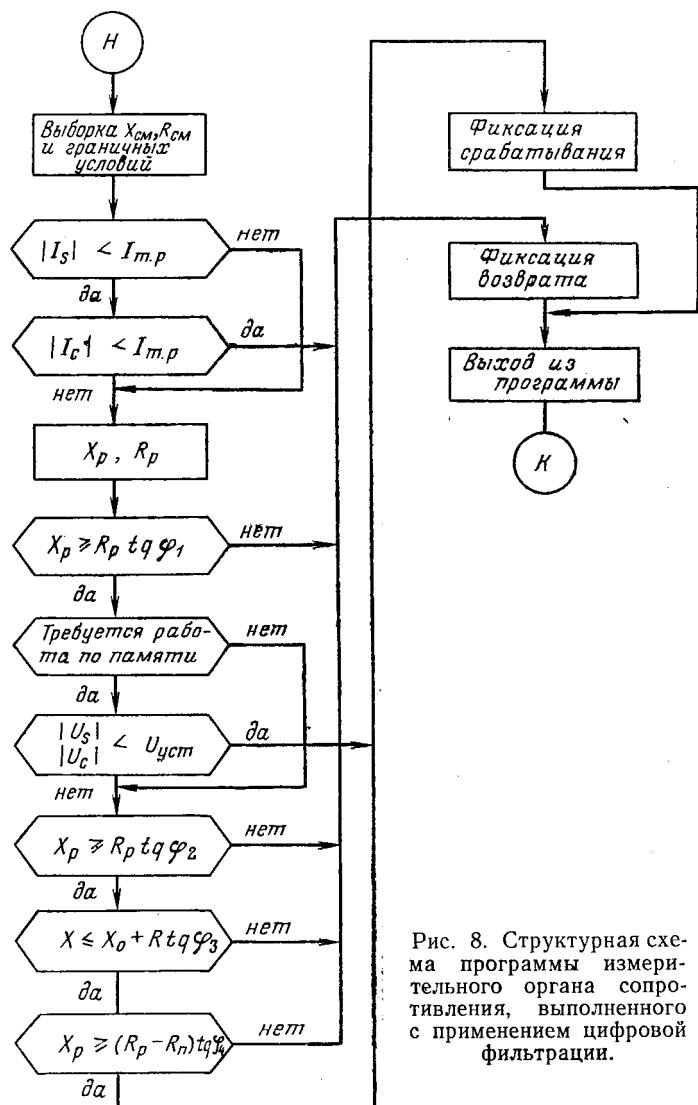
Выполнение измерительного органа с четырехугольной характеристикой срабатывания (рис. 7) обеспечивается с помощью следующих граничных условий [Л. 8]:

$$\left. \begin{array}{l} X \geq R \operatorname{tg} \varphi_1; \\ X \geq R \operatorname{tg} \varphi_2; \\ X \leq X_0 + R \operatorname{tg} \varphi_3; \\ X \geq (R - R_n) \operatorname{tg} \varphi_4, \end{array} \right\} \quad (9)$$

где R_n — наибольшее переходное сопротивление, охватываемое измерительным органом при к. з. в месте установки защиты; $X_0 = Z_y \sin \varphi_L$; Z_y — сопротивление срабатывания измерительного органа; φ_L — угол полного сопротивления ВЛ.

В случае смещения характеристики срабатывания относительно начала координат перед анализом первого, второго и четвертого граничных условий необходимо найти новые расчетные значения реактивного и активного сопротивлений: $X_p = X - X_{cm}$ и $R_p = R - R_{cm}$, где X_{cm} , R_{cm} — параметры смещения.

Если граничная точка характеристики срабатывания измерительного органа сопротивления проходит через начало координат, то следует обеспечить его работу при металлическом к. з. в начале ВЛ. Это достигается выполнением контуров «памяти» в цепях напряжения, подводимых к защите. Структурная схема программы органа минимального сопротивления, выполненного с применением цифровой фильтрации, приведена на рис. 8. Предварительно по отдельным программам производится преобразование и ввод по 12 мгновенных значений напряжений и токов каждой из пар фаз защищаемых ВЛ, групповая фильтрация указанных величин с применением трапецидальных функций и расчет сопротивлений по выражению (8). Перед обращением к программе измерительного органа задается номер приведенной в действие ступени. По этому номеру производится выборка сопротивлений смещения и граничных условий, определяющих собой характеристику срабатывания. Затем, если ток линии больше тока точной работы, определяются расчетные значения сопротивлений и проверяются условия срабатывания органа. После выполнения первого условия может быть досрочно принято решение о срабатывании, если для измерительного органа требуется действие «по памяти», а модули ортогональных составляющих напряжения на ис-



следуемой паре фаз меньше уставки (к. з. близкое). Указание о необходимости работы «по памяти» хранится в таблице уставок. При отсутствии потребности в такой работе решение о срабатывании выносится после выполнения всех четырех условий. Возврат измерительного органа в исходное состояние производится при токе линии, меньшем тока точной работы или при невыполнении хотя бы одного из четырех условий.

С целью предотвращения излишних срабатываний измерительных органов защиты и выявления неисправности аппаратуры вычислительного комплекса приняты следующие меры. Выполнена программная обработка с выводом на печать сигналов неисправности АЦП и коммутатора, вырабатываемых последними при отсутствии одного из напряжений питания, неправильном завершении операций переключения каналов ввода информации или преобразования аналог — код из-за аппаратных отказов или влияния помех. Производится программный контроль достоверности вводимой в ЭВМ аналоговой информации. При этом для цепей трансформатора напряжения выполняется сопоставление напряжений со сторон обмоток, включенных

в звезду и разомкнутый треугольник, которые должны совпадать с учетом заданной погрешности, а для цепей трансформаторов тока — сравнивание суммы трех разностей фазных токов (AB , BC , CA) с уставкой, превышающей погрешности измерительных, промежуточных трансформаторов, а также АЦП.

В программе быстродействующего измерительного органа осуществляется тройной счет расстояния с сопоставлением результатов, а в программе логической части производится двойное обращение к программам соответствующих измерительных органов при выполнении первой ступени и многократное обращение для старших ступеней. При значительных расхождениях результатов расчетов действие защиты на отключение блокируется.

Программы измерительных органов выполнены на машинно-ориентированном языке «Мнемокод», что по сравнению с языками высоких уровней позволяет уменьшить объем занимаемой памяти и время вычислений. Общий объем программ измерительных органов — более 700 команд, для которых требуется 772 ячейки запоминающего устройства.

Испытания программ измерительных органов дистанционной защиты на подстанционной ЭВМ. Управляющая ЭВМ типа М-6000, предназначенная для выполнения функций дистанционной защиты, установлена в ПЭО Днепроэнерго на подстанции 330 кВ. Испытания дистанционной защиты с управляющей ЭВМ проводились по программе, согласованной с ЦДУ ЕЭС СССР и ПЭО Днепроэнерго [Л. 9].

Получены следующие основные данные испытаний, относящиеся к измерительным органам. Погрешность измерения с помощью АЦП сигналов на 16 входах коммутатора не превышала 10 мВ при изменении их величин от 0 до 5 В (погрешность кода на выходе АЦП не более 2). Погрешность задания нуля переменного тока с помощью специального блока смещения с выходным напряжением 2,5 В не превышала 15 мВ. Дополнительные помехи в цепях ввода аналоговых сигналов при подключении к ЭВМ через промежуточные трансформаторы и фильтры низких частот испытательного стенда не превышали 15 мВ. Во время измерений этих помех на подстанции проводились коммутационные операции на линии 330 кВ. Определены наибольшие погрешности промежуточных трансформаторов напряжения и тока с аналоговыми фильтрами. В диапазоне напряжений 1—100 В они составили 6,6%, а токов 0,1—10 А — 4% (номинальный ток 1 А). Погрешность определения минимальных интегральных (за 10 мс) значений напряжений и токов достигала 16% (с АЦП класса точности 0,3, выход 10 бит). Результаты расчета расстояния до точки к. з. программой быстродействующего измерительного органа представлены ниже (фазный ток 1 А, угол 80°):

Расчетное значение, км	18,5	40,2	78	117	155	202
Точное значение, км	19,9	39,8	79,7	119,6	159,4	199,3
Погрешность, %	7,1	0,88	2,1	2,13	2,7	1,3

Десятипроцентная погрешность возникает при токе, равном 0,4 А (наибольший вторичный ток к. з. 20 А). Время выполнения программы зависит

от удаленности к. з. и составляет от 4,7 до 6,8 мс. С учетом времени ввода аналоговых сигналов в течение 13,36 мс полное время работы быстродействующего органа составляет в среднем 19 мс.

Стабильность четырехугольной характеристики срабатывания измерительного органа с цифровой фильтрацией обеспечивается в диапазоне тех же токов, что и первого органа (0,4–20 А). При несинусоидальных токах зона действия сокращается в зависимости от соотношения составляющих промышленной частоты и высших гармоник. При опытах ток содержал третью гармонику, доля которой могла регулироваться в пределах от 20 до 50% составляющей промышленной частоты. Экспериментальные характеристики цифрового фильтра практически совпали с расчетными, приведенными на рис. 7. Полное время выполнения программы органа сопротивления с цифровой фильтрацией составило 26 мс.

Определены погрешности измерительных органов при изменении промышленной частоты. Для быстродействующего органа они несколько меньше и связаны с неточностью расчета производных из-за изменения отношения расчетного интервала квантования к действительной длительности периода промышленной частоты.

Изменение частоты при испытаниях на 5% приводило к увеличению результирующей погрешности расчета расстояния до 3%. Погрешность по модулю сопротивления второго измерительного органа при том же условии достигала 4%, а по углу 8–9° (если расчетный вектор сопротивления находится вблизи от одной из ортогональных осей).

Сопоставление рассмотренных измерительных органов дистанционной защиты показывает, что алгоритм с применением методов численного дифференцирования обеспечивает необходимое быстродействие (19 мс с возможностью уменьшения до 12–13 мс при к. з. на расстоянии до 100–150 км от места установки защиты) и приемлемую точность в условиях переходных процессов с апериодической и свободными составляющими, соизмеримыми с основной гармоникой. Алгоритм с цифровой фильтрацией при такой же точности требует большего времени (26 мс). Вместе с тем при удаленных к. з. за шинами смежной подстанции последний алгоритм обеспечивает хорошую точность, в то время как первый практически неработоспособен [Л. 4]. Следовательно, алгоритм с применением численного дифференцирования целесообразно применять для быстродействующей, первой ступени защиты во время интенсивных переходных процессов (первые 100–150 мс после начала к. з.), а второй алгоритм — для всех ступеней защиты с вводом его в действие через указанное время. Так как при этом свободные составляющие переходного процесса значительно уменьшаются, то с принятым интервалом фильтрации (20 мс) при вводе алгоритма

через 100–150 мс после начала к. з. орган сопротивления имеет погрешность не более 10% (без учета погрешностей измерительных трансформаторов). Увеличение интервала фильтрации до 40–60 мс полезно в задаче более точного расчета расстояния до места повреждения, вводимой после действия защиты на отключение ВЛ.

Проведенные исследования свидетельствуют о приемлемой надежности и помехозащищенности управляющей ЭВМ при выполнении функций релейной защиты ВЛ.

Для обеспечения в полном объеме требований к измерительным органам дистанционной защиты необходимо:

применить АЦП с погрешностью меньшей 0,1% (выход 12 бит), и коммутатор с аналоговым устройством, обеспечивающим для каждого интервала квантования запоминание сигналов по всем каналам ввода напряжений и токов в один и тот же момент времени;

разработать программу корректировки длительности интервала квантования в зависимости от текущего значения промышленной частоты, которое может определяться с помощью таймера ЭВМ.

После проведения испытаний рассмотренные программы измерительных органов в составе комплекса программ дистанционной защиты введены в опытную эксплуатацию на подстанционной ЭВМ, используемой для защиты ВЛ 330 кВ длиной 157 км.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mann B. J., Morrison I. F. Relying a three phase transmission line with a digital computer. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90, № 2, p. 742–749.
2. Phadke A. G., Hlibka T., Ibrahim M. A digital computes system for EHV substations: Analysis and field tests. — IEEE Trans. on Pas, 1976, vol. 95, № 1, p. 291–301.
3. Гельфанд Я. С., Зисман Л. С. Обнаружение повреждений в электрических сетях по мгновенным значениям аварийных составляющих. — В кн.: Средства и системы управления в энергетике. — М.: Изд-ние Информэнерго, 1975, № 1, с. 10–14.
4. Гельфанд Я. С., Зисман Л. С. Алгоритмы дистанционных органов защиты от междуфазных повреждений на длинных линиях электропередачи. — Электричество, 1975, № 9, с. 18–24.
5. Cahen G., Guyard H., Souillard M. Procédé de détection et de localisation ultra-rapide des défauts sur les lignes de transport d'énergie en courant alternatif à haute tension et dispositif faisant application de ce procédé. — Brevet d'invention (France), 1968, № 4, Juin.
6. Коллатц Л. Численные методы решения дифференциальных уравнений. — М.: Иностранная литература, 1953.
7. Hope G. S., Umamaheswaran V. S. Sampling for computer protection of transmission line. — IEEE Trans. on PAS, 1974, vol. 93, № 5, p. 1522–1534.
8. Бабыкин В. В. Вариант организации защиты подстанции 500 кВ с использованием групповой фильтрации сигналов. — Труды МЭИ, 1975, № 271.
9. Испытания и эксплуатация на подстанции 330 кВ вычислительного комплекса, выполняющего функции дистанционной защиты ВЛ/ Зисман Л. С., Митрофанов Н. Н., Попов В. В. и др. — В кн.: Средства и системы управления в энергетике. — М.: Изд-ние Информэнерго, 1980, № 3, с. 19–23.

Исследование работы программных дистанционных измерительных органов в условиях переходного процесса

НОВЕЛЛА В. Н., канд. техн. наук, ВАСИЛЬЕВ А. Н., инж.

Московский энергетический институт

Развитие электроэнергетических систем обуславливает повышение требований к техническому совершенству устройств релейной защиты и, в частности, к быстроте срабатывания дистанционных защит линий электропередачи сверхвысокого напряжения. В связи с этим значительный интерес представляют предложенные в [Л. 1—3] способы построения быстродействующих дистанционных измерительных органов (ИО), общим в принципах построения которых является выделение из переходных токов и напряжений составляющих промышленной частоты в течение ограниченного интервала времени, меньшего времени затухания переходного процесса в защищаемой линии.

Для этого измеряются мгновенные значения токов и напряжений в течение интервала времени T_n , равного периоду промышленной частоты. Предполагая, что измеренные реализации токов и напряжений повторяются в дальнейшем с периодом T_n , вычисляют амплитуду A_1 и фазу φ_1 первой гармоники тока либо напряжения по известным выражениям для разложения периодической функции в ряд Фурье [Л. 1—3]:

$$A_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}; \quad (1)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{a_1}{b_1}, \quad (2)$$

где

$$a_1 = \frac{2}{T_n} \int_0^{T_n} f(t) \cos \omega_1 t dt; \quad b_1 = \frac{2}{T_n} \int_0^{T_n} f(t) \sin \omega_1 t dt;$$

$f(t)$ — ток либо напряжение; $\omega_1 = \frac{2\pi}{T_n}$ — угловая частота первой гармоники периодизированной функции $f(t)$.

Полученные значения амплитуд и фаз первых гармоник тока A_{1u} и φ_{1u} и напряжения A_{1i} и φ_{1i} используют для вычисления значений модуля измеряемого сопротивления $Z_{изм}$ и его фазы φ_Z по выражениям:

$$Z_{изм} = A_{1u}/A_{1i}; \quad (3)$$

$$\varphi_Z = \varphi_{1u} - \varphi_{1i} \quad (4)$$

либо его активной и реактивной составляющих.

В установившемся режиме $Z_{изм}$ представляет собой сопротивление, именуемое в дальнейшем статическим $Z_{ст}$. При коротком замыкании (к. з.) на границе защищаемой зоны значение статического сопротивления равно наперед известному значению $Z_{ст}=Z_y$. В [Л. 1—3] предполагается, что значение реально измеряемого $Z_{изм}$ в течение ограниченного интервала времени с момента возникновения к. з. также соответствует $Z_{ст}$, полученному в установившемся режиме к. з.:

$$Z_{изм} = Z_{ст}. \quad (5)$$

Однако в [Л. 1—3] показано, что в условиях электромагнитных процессов при к. з. на защищаемой ВЛ значения модуля $Z_{изм}$ и фазы φ_Z измеряемого сопротивления могут заметно отличаться от соответствующих значений статического сопротивления $Z_{ст}$. Получающиеся при этом погрешности для случая металлического к. з. даны в [Л. 1—3] в виде оценок. Последнее, хотя и дает возможность судить о применимости рассматриваемых ИО для конкретной линии, тем не менее не позволяет выявить однозначной взаимосвязи между электрическими величинами в переходном процессе и погрешностью измерения $Z_{ст}$ в зависимости от длины защищаемой линии и времени анализа. Выяснение указанной взаимосвязи может позволить принципиально снизить погрешность в измерении сопротивления до места к. з., повысив тем самым устойчивость функционирования быстродействующих дистанционных ИО. Этому вопросу и посвящена настоящая статья.

Отметим, что принципиально возможны по меньшей мере два представления электрических величин вне интервала времени $[0, T_n]$. Рассмотренный в [Л. 1—4] метод выделения принужденных слагающих основан на периодизации переходных токов и напряжений. Другим способом представления является финитное, т. е. когда сигнал не равен нулю только на ограниченном интервале времени. Со спектральной точки зрения оба представления, периодическое и финитное, не противоречат друг другу, поскольку спектральная плотность заданной в конечных пределах функции $f(t)$ в масштабе представляет огибающую дискретного спектра соответствующего ее периодическому повторению [Л. 5]. Это позволяет перейти от выражений (3) и (4) для модуля и фазы измеряемого сопротивления, выраженных через амплитуды и фазы комплексов напряжений и тока, к эквивалентному отношению их текущих спектров и использовать в дальнейшем финитное представление напряжения и тока.

$$Z_{изм} = \frac{u_{\tau}(j\omega)}{I_{\tau}(j\omega)}, \quad (6)$$

где

$$u_{\tau}(j\omega) = \int_0^{T_n} u(t) e^{-j\omega t} dt; \quad I_{\tau}(j\omega) = \int_0^{T_n} i(t) e^{-j\omega t} dt$$

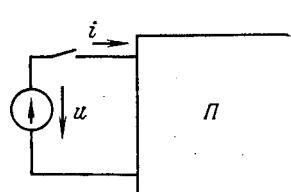


Рис. 1.

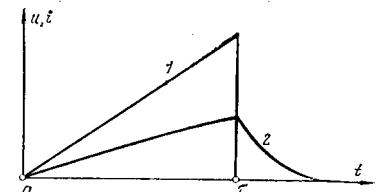


Рис. 2.

— текущие спектры напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$, измеряемых в месте установки защиты, к моменту времени τ .

Для выявления причин, обуславливающих различие между измеряемым сопротивлением $Z_{\text{изм}}$, формируемым по выражению (6), и статическим сопротивлением $Z_{\text{ст}}$ рассмотрим включение при нулевых начальных условиях линии электропередачи, представленной в виде пассивного двухполюсника P (рис. 1), на напряжение $u(t)$ произвольной формы и ограниченной длительности τ (рис. 2, кривая 1).

Очевидно, что к моменту времени τ текущий спектр напряжения $u_t(j\omega)$ и его спектр по Фурье $u(j\omega)$, определяемый интегрированием в бесконечных пределах, совпадают. Однако спектр тока по Фурье $I(j\omega)$ определяется только к моменту, когда ток $i(t)$ (рис. 2 кривая 2) в линии примет нулевое значение, т. е. когда реакция двухполюсника затухнет. Следовательно, к моменту времени τ , к которому формируется $Z_{\text{изм}}$, спектр тока может быть представлен в отличие от спектра напряжения $u(t)$ лишь текущим спектром:

$$\int_0^\tau i(t) e^{-j\omega t} dt \neq \int_0^\infty i(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (7)$$

Вместе с тем статическое сопротивление $Z_{\text{ст}}$ (как не зависящее от времени) определяется только через отношение спектров напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$, взятых в бесконечных пределах времени:

$$Z_{\text{ст}} = \frac{\int_0^\infty u(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_0^\infty i(t) e^{-j\omega t} dt} = \frac{\int_0^\tau u(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_0^\tau i(t) e^{-j\omega t} dt}. \quad (8)$$

Из выражений (7) и (8) ясна физическая причина неточности принимаемого в [Л. 1—3] соотношения (5).

Таким образом, статическое сопротивление не может быть выражено отношением спектра напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ до тех пор, пока указанные спектры зависят от времени (что и имеет место в переходном процессе при к. з. на защищаемой линии).

Для отыскания функциональной связи между измеряемым и статическим сопротивлениями обратимся к дифференциальному уравнению коротко-замкнутой симметричной ВЛ, которую будем представлять пассивным двухполюсником, поскольку для целей дистанционной защиты необходимо иметь связь между током и напряжением только в месте ее установки. При этом в дальнейшем будем пренебречь погрешностью измерительных преобразователей тока и напряжения, а также считать, что инструментальная погрешность выполнения операций по (1) и (2) (вычисления A_1 и φ_1) пренебрежимо мала.

В дальнейшем целесообразно рассмотреть два качественно отличных случая. Первый случай охватывает короткие ВЛ, схема замещения которых может быть представлена в виде RL -схемы, дифференциальное уравнение для которой известно. Ко-

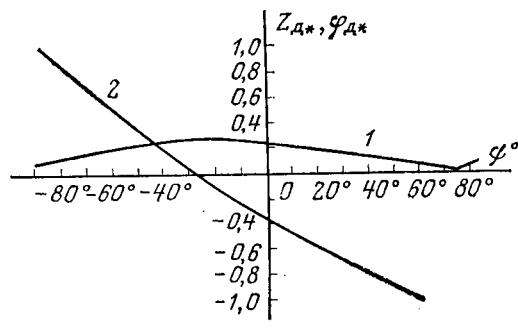


Рис. 3.

второму случаю относятся длинные линии. При этом необходимо найти дифференциальное уравнение двухполюсника относительно места включения ИО, эквивалентного длинной короткозамкнутой ВЛ, что и сделано в настоящей статье для рассматриваемого случая.

Как показано ниже, нахождение искомой функциональной зависимости при известном дифференциальном уравнении не вызывает трудностей.

Короткая линия. Дифференциальное уравнение короткой ВЛ

$$u = R_L i + L_L i', \quad (9)$$

где u , i и i' — фазные напряжения, ток и его производная соответственно, измеряемые в месте включения ИО; R_L и L_L — активное сопротивление и индуктивность фазы ВЛ до точки к. з.

В рассматриваемом случае переходный ток $i(t)$ либо напряжение $u(t)$ кроме принужденной составляющей может содержать только свободную апериодическую слагающую.

Интегрирование обеих частей уравнения (9) в конечных пределах с весом $e^{-j\omega t}$ и последующее их деление на $I_\tau(j\omega)$ дает выражение для искомого измеряемого сопротивления:

$$Z_{\text{изм}}(j\omega) = R_L + j\omega L_L + \frac{[L_L i(t) e^{-j\omega t}]_0^\tau}{I_\tau(j\omega)} = Z_{\text{ст}} + Z_d. \quad (10)$$

Величина

$$Z_d = L_L \frac{i(t) e^{-j\omega t}|_0^\tau}{I_\tau(j\omega)} \quad (11)$$

именуется в дальнейшем динамическим сопротивлением линии.

Как следует из (11), в случае короткой линии динамическое сопротивление Z_d на данной частоте ω зависит от значений контролируемого мгновенного тока $i(t)$, индуктивности L_L линии и времени анализа t :

$$Z_d = f[i(t), L_L, \tau]. \quad (12)$$

В частном случае, когда $e^{-j\omega t} = \pm 1$ (т. е. при $\omega\tau_1 = 2\pi$ и $\omega\tau_2 = \pi$),

$$Z_d = L_L \frac{\pm i(\tau) - i(0)}{I_\tau(j\omega)}. \quad (13)$$

Из (13) следует, что Z_d может принимать нулевое значение, т. е. (5) выполняется точно, в установленном режиме к. з. (как при $\omega\tau = \omega\tau_1 = 2\pi$, так и при $\omega\tau = \omega\tau_2 = \pi$), а также в переходном режиме,

если $\omega t = \omega t_1 = 2\pi$; $i(\tau) - i(0) = 0$. Последнее возможно только при пренебрежимо малой степени затухания апериодической составляющей переходного процесса (при такой фазе включения, когда она существует) в течение времени анализа t_1 . Таким образом, затухание апериодической составляющей является одной из причин, обуславливающих различие между статическим и измеряемым сопротивлениями.

Для оценки численных значений динамического сопротивления короткой линии по (11) при $\tau = T_{\text{п}}$ был произведен его расчет для случая подключения короткозамкнутой симметричной ВЛ напряжением 220 кВ длиной 50 км с параметрами $r = 0,108 \text{ Ом/км}$, $x = 0,428 \text{ Ом/км}$, к идеальному источнику напряжения. На рис. 3 приведены зависимости модуля относительного динамического сопротивления $Z_{\text{д*}} = Z_{\text{д}}/Z_{\text{ст}}$ (кривая 1) и его фазы $\varphi_{\text{д}}/\varphi_{\text{ст}}$ (кривая 2) от угла включения ψ . Из рис. 3 видно, что при $\varphi_{\text{д*}} = 1$ значение модуля относительного динамического сопротивления $Z_{\text{д*}}$ составляет 7,5%, что заметно превышает допустимое значение погрешности (5% по модулю) для существующих дистанционных ОИ.

Длинная линия. Связь между мгновенными напряжением и током на входе пассивного двухполюсника, эквивалентного короткозамкнутой длинной линии, найдем, воспользовавшись методом интеграла Диамеля. Для этого определим переходную функцию длинной линии. Выражение для переходной функции $A(p)$ в операторной форме [Л. 6]:

$$A(p) = \frac{(pC + g) \operatorname{ch} \nu l}{\nu \operatorname{sh} \nu l}, \quad (14)$$

где $\nu = \frac{1}{V} \sqrt{(p + 2\delta)(p + 2\sigma)}$ — операторный коэффициент распространения; $\delta = \frac{r}{2L}$; $\sigma = \frac{g}{2C}$; $V = \frac{1}{\sqrt{LC}}$;

r , L , C и g — активное сопротивление, индуктивность, емкость и активная проводимость однородной ВЛ на единицу ее длины; l — длина ВЛ, отсчитываемая от ее конца.

Оригинал $A(t)$ найдем по теореме разложения.

Знаменатель (14) обращается в нуль при следующих условиях: $\nu = 0$ и $\operatorname{sh} \nu l = 0$. Первое условие дает два корня: $p_1 = -2\delta$ и $p_2 = -2\sigma$. Второе условие выполняется при $\nu_k = j \frac{k\pi}{l}$ и дает бесконечную последовательность корней:

$$p_k = -(\delta + \sigma) \pm j\omega_k, \quad (15)$$

где

$$\omega_k = \sqrt{\left(\frac{k\pi V}{l}\right)^2 - (\delta - \sigma)^2}, \quad k = 0, 1, 2 \dots$$

При известных корнях формула разложения дает следующее выражение:

$$A(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{[(pC + g) \operatorname{ch} \nu l]_{p=p_i}}{[(\nu \operatorname{sh} \nu l) p]_{p=p_i}} e^{-p_i t}. \quad (16)$$

Если теперь в (16) положить $g = 0$ и ограничиться учетом только первой свободной гармонической составляющей с частотой ω_1 (соответствует $k = 1$), что не вносит заметной ошибки, поскольку с увеличением частоты амплитуда свободной составляющей убывает обратно пропорционально ее значению, то получаем приближенное выражение для переходной функции:

$$A_{*}(t) = \frac{1}{R_{\text{л}}} (1 - e^{-2\delta t}) + \frac{2}{\omega_1 L_{\text{л}}} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t), \quad (17)$$

где $R_{\text{л}} = rl$; $L_{\text{л}} = Ll$; $\omega_1 = \sqrt{\left(\frac{\pi V}{l}\right)^2 - \delta^2}$ — угловая частота первой свободной гармоники.

Тогда ток $i(t)$ на входе пассивного двухполюсника, эквивалентного длинной линии, при подключении его к идеальному источнику напряжения $u(t)$ [Л. 6],

$$i(t) = u(t) A_{*}(0) + \int_0^t u(x) A'_{*}(t-x) dx. \quad (18)$$

Дифференцирование (17) по времени и подстановка полученного выражения производной $A'_{*}(t)$ в (18) дают

$$\begin{aligned} i(t) = & \frac{1}{L_{\text{л}}} e^{-2\delta t} \int_0^t u(x) e^{2\delta x} dx + \frac{2}{L_{\text{л}}} e^{-\delta t} \cos \omega_1 t \times \\ & \times \int_0^t e^{\delta x} u(x) \cos \omega_1 x dx + \frac{2}{L_{\text{л}}} e^{-\delta t} \sin \omega_1 t \times \\ & \times \int_0^t e^{\delta x} u(x) \sin \omega_1 x dx - \frac{2\delta}{\omega_1 L_{\text{л}}} e^{-\delta t} \sin \omega_1 t \times \\ & \times \int_0^t e^{\delta x} u(x) \cos \omega_1 x dx + \frac{2\delta}{\omega_1 L_{\text{л}}} e^{-\delta t} \cos \omega_1 t \times \\ & \times \int_0^t e^{\delta x} u(x) \sin \omega_1 x dx. \end{aligned} \quad (19)$$

В уравнение (19) напряжение $u(x)$ входит под знаком интеграла. Искомое дифференциальное уравнение при этом может быть получено из уравнения (19) путем трехкратного дифференцирования обеих его частей с предварительным их делением перед очередным дифференцированием на выражение, стоящее перед интегралом, и выражено следующим образом:

$$\begin{aligned} L_{\text{л}}[i(t) 2\delta(\delta + \omega_1^2) + i'(t)(5\delta^2 + \omega_1^2) + \\ + i''(t)4\delta + i'''(t)] = u(t)(\delta^2 + \omega_1^2) + \\ + u'(t)6\delta + 3u''(t). \end{aligned} \quad (20)$$

Полученное дифференциальное уравнение справедливо при любых начальных условиях.

Имея дифференциальное уравнение эквивалентного двухполюсника, можно получить выражение для $Z_{\text{изм}}$ путем интегрирования обеих частей урав-

нения (20) в конечных пределах с весом $e^{-j\omega t}$ и последующего его деления на $I_\tau(j\omega)$:

$$Z_{\text{изм}} = \frac{L_L(2\delta + j\omega)[(\delta + j\omega)^2 + \omega_1^2]}{\delta^2 + \omega_1^2 + 3j\omega(2\delta + j\omega)} + \frac{L_L[\gamma[\delta^2 + \omega_1^2 + (2\delta + j\omega)^2] + \beta(4\delta + j\omega) + \alpha] + 3k(2\delta + j\omega) + 3n}{[\delta^2 + \omega_1^2 + 3j\omega(2\delta + j\omega)]I_\tau(j\omega)}, \quad (21)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha &= i''(t)e^{-j\omega t}|_0^\tau; \quad \beta = i'(t)e^{-j\omega t}|_0^\tau; \\ \gamma &= i(t)e^{-j\omega t}|_0^\tau; \quad k = u(t)e^{-j\omega t}|_0^\tau; \\ n &= u'(t)e^{-j\omega t}|_0^\tau. \end{aligned}$$

Измеряемое сопротивление по (21) содержит две составляющих, одна из которых, не зависящая от времени τ , представляет собой статическое сопротивление длинной линии:

$$Z_{\text{ст}} = \frac{L_L(2\delta + j\omega)[(\delta + j\omega)^2 + \omega_1^2]}{\delta^2 + \omega_1^2 + 3j\omega(2\delta + j\omega)}. \quad (22)$$

Эта величина является приближением к величине входного сопротивления короткозамкнутой длинной линии Z_{ct} .

Погрешность приближения при заданной длине защищаемой зоны известна на основании точного и приближенного (22) выражений для $Z_{\text{ст}}$ и должно быть учтено при выборе значения Z_y . Например, для ВЛ 500 кВ погрешность приближения составляет 6,92% при длине линии 500 км.

Другая составляющая, которая зависит от значения верхнего предела интегрирования τ , дает динамическое сопротивление длинной линии

$$Z_d = \frac{L_L[\gamma[\delta^2 + \omega_1^2 + (2\delta + j\omega)^2] + \beta(4\delta + j\omega) + \alpha] + 3k(2\delta + j\omega) + 3n}{[\delta^2 + \omega_1^2 + 3j\omega(2\delta + j\omega)]I_\tau(j\omega)}. \quad (23)$$

Таким образом, как в случае короткой, так и в случае длинной линии измеряемое сопротивление содержит две составляющих.

Как следует из (23), динамическое сопротивление является функцией приращений тока $i(t)$, его первой и второй производных, напряжения $u(t)$ и его первой производной на интервале времени τ . С практической точки зрения целесообразно оценить степень влияния приращений указанных электрических величин на значение Z_d . Это может представиться необходимым при формировании Z_d с целью учета этой составляющей для снижения погрешности функционирования дистанционного ИО.

Для этого был произведен расчет указанного влияния для случая подключения ВЛ напряжением 500 кВ с параметрами $r=0,027$ Ом/км, $L=0,95 \cdot 10^{-3}$ Гн/км и $C=1,25 \cdot 10^{-8}$ Ф/км к идеальному источнику напряжения $u(t)=u_m \sin(\omega_1 t + \psi)$ при $\tau=T_p$ для различных значений ее длины и угла включения ψ . При этом значения k и n в (23) обращаются в нуль, и выражение для динамиче-

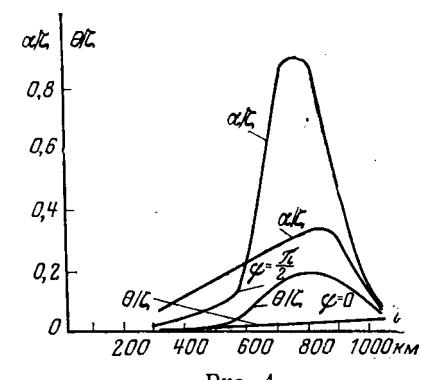


Рис. 4.

ского сопротивления длинной линии упрощается:

$$Z_d = \frac{L_L(\zeta + \theta + \alpha)}{[\delta^2 + \omega_1^2 + j\omega_n(2\delta + j\omega_n)]I_{T_p}(j\omega_n)}, \quad (24)$$

где $\zeta = \gamma[\delta^2 + \omega_1^2 + (2\delta + j\omega_n)^2]$; $\theta = \beta(4\delta + j\omega_n)$.

Результаты расчета (рис. 4) показывают, например, что для ВЛ с указанными значениями параметров до значений длины 500 км влиянием составляющих θ и α в (24) (т. е. членами, в которые входят приращения первой и второй производных тока) на Z_d можно пренебречь по отношению к составляющей, обусловленной приращением самого тока $i(t)$.

Расчет относительных значений динамического сопротивления Z_{d*} , равного $Z_d/Z_{\text{ст}}$ для рассматриваемой линии показывает (рис. 5), кривая 1), что в широком диапазоне длин ВЛ его значение составляет 12—15% статического сопротивления $Z_{\text{ст}}$.

Результаты расчета относительных значений Φ_{d*} динамического сопротивления приведены на рис. 5 (кривая 2). Количественная оценка расчетных значений Z_d указывает на необходимость ее учета при построении алгоритма функционирования дистанционных измерительных органов сопротивления.

Из выражения (21) для $Z_{\text{изм}}$ длинной ВЛ можно получить его выражение для короткой линии как для частного случая. Для этого достаточно положить $\omega_1/\omega \gg 1$, поскольку с уменьшением длины защищаемой ВЛ возрастает значение ее первой собственной частоты ω_1 , при неизменной частоте ω источника напряжения, т. е.

$$\begin{aligned} \lim_{\frac{\omega_1}{\omega} \rightarrow \infty} Z_{\text{изм}} &= L_L(2\delta + j\omega) + \frac{L_L\gamma}{I_\tau(j\omega)} = \\ &= R_L + j\omega L_L + \frac{[L_L i(t) e^{-j\omega t}]|_0^\tau}{I_\tau(j\omega)}. \end{aligned} \quad (25)$$

Как следует из (25), предельное значение $Z_{\text{изм}}$ полностью совпадает с $Z_{\text{изм}}$, полученным по (10) для короткой линии.

Таким образом, численные оценки Z_d длинной линии по выражению (24) позволяют сделать вывод о возможности учета при определении Z_d только одной составляющей ζ , обусловленной приращением тока

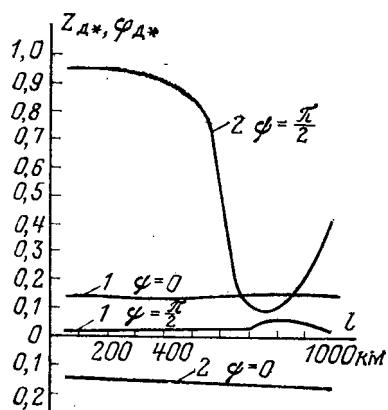


Рис. 5.

При принятых допущениях динамическое сопротивление для ВЛ до 500 км

$$Z_d = L_y m \frac{e^{-j\omega t} i(t)}{I_\tau(j\omega)} \Big|_0^{\tau}, \quad (26)$$

где

$$m = \frac{\delta^2 + \omega^2_1 + (2\delta + j\omega)^2}{\delta^2 + \omega^2_1 + j3\omega(2\delta + j\omega)}.$$

Измеряемое сопротивление для этого случая

$$Z_{\text{изм}} = \frac{L_y(2\delta + j\omega)[(\delta + j\omega)^2 + \omega^2_1]}{\delta^2 + \omega^2_1 + j3\omega(2\delta + j\omega)} + \\ + L_y m \frac{e^{-j\omega t} i(t)}{I_\tau(j\omega)} \Big|_0^{\tau}. \quad (27)$$

Оценка значений комплексного коэффициента m показывает, что он является практически действительной величиной и его значение не превосходит 1,04 при длине ВЛ до 500 км.

Сопоставляя выражения (11) и (26), можно сделать вывод о необходимости учета только приращения тока $i(t)$ на интервале анализа τ и возможности приближенного учета динамики защищаемой ВЛ на основе использования выражения (11) для значений длины линии менее 500 км. Для ВЛ большей длины необходимо использование выражения (23) (в первую очередь составляющей α , обусловленной приращением второй производной тока).

В случаях, когда оценки Z_d указывают на необходимость его учета, это можно осуществить двумя способами. В соответствии с первым способом уравнения (10) и (21) могут быть решены относительно расстояния до места к. з. путем введения в указанные уравнения удельных параметров τ , L и C , т. е. способом, аналогичным [Л. 7]. Второй способ предусматривает возможность формирования величины Z_ϕ таким образом, что при к. з. на границе защищаемой зоны ее значение равно статическому сопротивлению Z_y .

Для этого величина Z_ϕ на основании (10) формируется как

$$Z_\phi = Z_{\text{изм}} - B(\tau), \quad (28)$$

где $B(\tau) = L_y \frac{i(t) e^{-j\omega t} \Big|_0^{\tau}}{I_\tau(j\omega)}$ — величина, численно равная динамическому сопротивлению Z_d при к. з. на

границе защищаемой зоны; L_y — индуктивность ВЛ с длиной, равной длине защищаемой зоны.

Например, в случае $\omega\tau_1 = 2\pi$

$$Z_\phi = Z_{\text{ст}} + (L_y - L_y) \frac{\Delta i}{I_\tau(j\omega)}, \quad (29)$$

где $\Delta i = i(\tau_1) - i(0)$ — приращение тока $i(t)$ на интервале анализа τ .

При к. з. на границе защищаемой зоны

$$Z_\phi = Z_{\text{ст}} = Z_y. \quad (30)$$

Отсюда следует вывод о возможности обеспечения стабильности границы защищаемой зоны независимо от характера протекания электромагнитного переходного процесса в защищаемой ВЛ при использовании статической характеристики срабатывания ИО.

Как следует из (29), в связи с необходимостью формирования величины $B(\tau)$, учитывающей динамику защищаемой ВЛ, при близких к. з. $Z_\phi \approx -B(\tau)$, что может без принятия специальных мер приводить к потере направленности ИО. Для исключения этого можно, например, контролировать соотношение модулей величин, входящих в правую часть выражения (28), т. е. формировать величину $C(\tau) = B(\tau)/Z_{\text{изм}}$.

При удаленных к. з. $C(\tau) \ll 1$. Поэтому величину Z_ϕ необходимо формировать в соответствии с выражением (28). При близких к. з. $C(\tau) \geq 1$ при этом условии $Z_\phi = Z_{\text{изм}}$, т. е. не нужно учитывать переходный процесс в защищаемой ВЛ.

Излишние срабатывания рассматриваемого измерительного органа при внешних к. з. исключаются, потому что значения величины $\frac{\Delta i}{I_\tau(j\omega)}$, имею-

щей размерность угловой частоты, при $\tau = T_p$ почти на порядок меньше (как это следует из результатов расчета Z_{d*}) значений угловой частоты ω_p источника напряжения, т. е. $B(\tau)$ растет гораздо медленнее, чем $Z_{\text{ст}}$ при удалении точки к. з. от границы защищаемой зоны.

Выводы. 1. В месте установки дистанционной защиты измеряемое сопротивление содержит две слагающие, одна из которых представляет собой независящее от времени (статическое) сопротивление линии до точки к. з., а вторая слагающая (динамическое сопротивление) зависит от времени и обуславливает отличие реально измеряемого сопротивления от статического.

2. Существует однозначная функциональная связь между сопротивлением, формируемым в дистанционном ИО (омметр) в установленвшемся режиме к. з. на ВЛ (статическим сопротивлением) и реально формируемым сопротивлением в переходном процессе при к. з. на ВЛ и конечном времени анализа, меньшем длительности этого переходного процесса.

3. Динамика защищаемой линии может быть охарактеризована применительно к дистанционным ИО (омметр) величиной динамического сопротивления, являющейся функцией контролируемых электрических величин в месте включения ИО, длины линии и времени анализа.

4. Учет динамического сопротивления можно осуществить на этапе формирования реально измеряемой величины в дистанционном ИО, что позволяет в полной мере использовать статические характеристики срабатывания известных дистанционных ИО, повысив тем самым устойчивость их функционирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слемон Г. Р., Робертсон С. Д., Рамамутри М. К. Быстро действующая релейная защита энергосистем, основанная на улучшенных модулях энергосистемы — В кн.: Современная релейная защита (СИГРЭ, 1968) — М.: Энергия, 1970.

2. McLaren P. G., Redfern M. A. Fourier-series techniques applied to distance protection. — Proc. IEE, 1975, vol. 122, № 11, November, p. 1301—1305.

3. Hope G. S., Malik O. P., Rasmy M. E. Digital transmission—line protection in real time. — Proc. IEE, 1976, vol. 123, № 12, p. 1349—1354.

4. Бабыкин В. В. Цифровые фильтры для устройств релейной защиты. — Труды МЭИ, 1975, вып. 271, с. 16—27.

5. Атабеков Г. И. Гармонический анализ и операторный метод. — М.: ГЭИ, 1956.

6. Круг К. А. Переходные процессы в линейных электрических цепях. — М.: ГЭИ, 1948.

7. Гельфанд Я. С., Зисман Л. С. Алгоритмы дистанционных органов защиты от междуфазных повреждений на длинных линиях электропередачи. — Электричество, 1975, № 9, с. 18—24.

[04.07.80]

УДК 621.372.018.782.3.001.24

Исследование переходных процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором прямыми операционными методами

РОЗЕНБЕРГ Б. М., инж.

Москва

Под прямыми операционными методами [Л. 1] понимаются методы, позволяющие производить алгебраизацию дифференциальных уравнений непосредственно во временной области. Характерной чертой этих методов является введение обобщенных функций. В [Л. 2—4] на основе прямых операционных методов и обобщенных функций изложена методика исследования переходных процессов в линейных электрических цепях. В настоящей статье рассматривается применение этой методики для исследования переходных и установившихся процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором.

Под циклическим коммутатором понимается идеальный ключ, переходящий попеременно из состояния «включено» в состояние «выключено» или наоборот, причем длительности включенного и выключенного состояний в течение времени работы коммутатора не меняются. Полагаем, что моменты времени, в которые осуществляется переход из одного состояния коммутатора в другое, а также длительность каждого состояния задаются предварительно независимо от происходящих в цепи процессов.

Имеется довольно много публикаций по исследованию переходных и установившихся процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором. В этих работах разработаны различные приемы расчета, опирающиеся на известные методы исследования переходных процессов и свойства цепей с циклическим коммутатором. Наиболее обстоятельно рассмотрены указанные вопросы в [Л. 5 и 6], где расширены возможности известных методов расчета переходных процессов, что позволяет исследовать по единому алгоритму электрические цепи с «некорректными» и «корректными» коммутациями. В [Л. 5] это достигается путем введения нового элемента электрической цепи — идеализированного коммутатора. Для установления закономерностей, свойственных электрическим цепям с циклическим коммутатором, в [Л. 5] исполь-

зован хорошо разработанный аппарат линейных разностных уравнений.

В [Л. 6] разработано модифицированное операционное исчисление, построенное на преобразовании Лапласа в сочетании с применением обобщенных законов коммутации. Введение коммутатора или более общих законов коммутации наряду с расширением возможностей известных методов усложняет процесс расчета электрических цепей.

Предлагаемая методика позволяет не только расширить возможности, но также упростить решение практических задач. Укажем основные положения предлагаемой методики [Л. 2—4]. Исследование переходных процессов в электрических цепях при мгновенных коммутациях требует рассмотрения токов и напряжений, которые выражаются функциями вида

$$f(t) = f(t) H(t),$$

где $f(t)$ — непрерывная при $t > 0$ функция;

$$H(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t > 0 \\ 0 & \text{при } t < 0 \end{cases}$$

единичная функция Хевисайда.

Такие функции можно дифференцировать при любых значениях аргумента только в том случае, если их рассматривать как обобщенные функции и использовать соответствующий математический аппарат. Характеристики основных двухполюсных элементов электрических цепей описываются в обобщенных функциях в виде:

1. Для сопротивления R

$$u(t) = R i(t); \quad (1a)$$

$$i(t) = G u(t), \quad (1b)$$

где $G = 1/R$.

2. Для емкости C

$$u(t) = \frac{1}{DC} i(t) + u_0 H(t); \quad (2a)$$

$$i(t) = DC u(t) - C u_0 \delta(t), \quad (2b)$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция Дирака; u_0 — начальное значение напряжения на емкости в момент времени

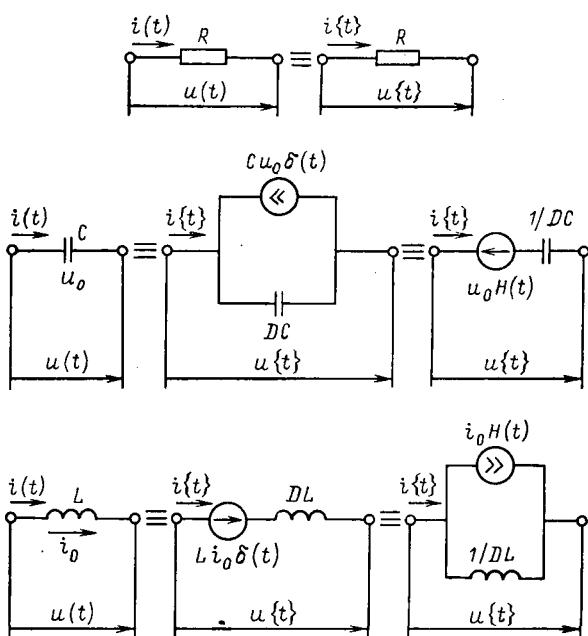


Рис. 1.

$t=0_-$; D , $\frac{1}{D}$ — операторы дифференцирования и интегрирования.

3. Для индуктивности L

$$u\{t\} = DLi\{t\} - Li_0\delta(t); \quad (3a)$$

$$i\{t\} = \frac{1}{DL}u\{t\} + i_0H(t), \quad (3b)$$

где i_0 — начальное значение тока в индуктивности в момент времени $t=0_-$.

Источники напряжения и тока, подключаемые или уже подключенные к электрической цепи в момент времени $t=0$, также описываются обобщенными функциями вида $f\{t\}=f(t)H(t)$.

Уравнения (2) и (3) справедливы при любых коммутациях («корректных» и «некорректных»). Так, если напряжение на емкости изменяется непрерывно $u(0_-)=u(0_+)$, то из (2б), учитывая, что $Du\{t\}=H(t)Du(t)+u(0_+)\delta(t)$, получаем известную характеристику емкостного элемента в непрерывных функциях. В том же случае, если напряжение на емкости изменяется скачком, величина которого $\Delta=u(0_+)-u(0_-)$, ток в емкости, как следует из (2б), будет содержать слагаемое в виде дельта-функции $C\Delta\delta(t)$, что как раз и является характерным для задач при «некорректных» коммутациях. Таким образом, начальные условия справа ($t\rightarrow 0_+$) автоматически входят в уравнения в обобщенных функциях емкостного и индуктивного элементов по заданным начальным условиям слева ($t\rightarrow 0_-$).

Уравнениям (1а), (2) и (3) соответствуют эквивалентные схемы в обобщенных функциях, приведенные на рис. 1, а—в. В этих эквивалентных схемах величины $DL\left(\frac{1}{DL}\right)$ и $\frac{1}{DC}$ (DC) назовем соответственно обобщенными индуктивным и емкостным сопротивлениями (проводимостями), а внутренние источники напряжения и тока $u_0H(t)$, $Li_0\delta(t)$, $Cu_0\delta(t)$, $i_0H(t)$ учитывают ненулевые i_0 и u_0 на-

чальные условия тока в индуктивности и напряжения на емкости. Совокупность произвольно соединенных в эквивалентной схеме активных сопротивлений (проводимостей) обобщенных индуктивных и емкостных сопротивлений (проводимостей) определяет обобщенное сопротивление (проводимость) электрической цепи.

В соответствии с представлением основных двухполюсных элементов (рис. 1, а—в) может быть составлена эквивалентная схема для любой сложной электрической цепи, по которой на основе законов Кирхгофа, сформулированных для обобщенных функций, составляется система алгебраизированных уравнений. Для нахождения токов и напряжений по составленной эквивалентной схеме в обобщенных функциях можно применять весь тот вычислительный аппарат, который используется для расчета установившихся токов и напряжений (уравнения контурных токов и узловых потенциалов; метод эквивалентного источника и т. д.). При решении указанной системы алгебраизированных уравнений получаются в общем случае выражения вида $\frac{G(D)}{M(D)} f\{t\}$, где $G(D)$ и $M(D)$ — полиномы от оператора D ; $f\{t\}$ — обобщенные функции, описывающие источники энергии. Раскладывая эти выражения на элементарные дроби, получаем в случае кратных корней слагаемые вида $(D-a)^{-n}f\{t\}$, где a — корень уравнения $M(D)=0$, кратность которого n .

Для нахождения выражений вида $(D-a)^{-n}f\{t\}$ воспользуемся следующей формулой [Л. 1]:

$$(D-a)^{-n}f\{t\} = e^{at} \int_{-\infty}^t e^{-a\tau} \frac{(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} f\{\tau\} d\tau. \quad (4)$$

Формулы, получающиеся при вычислении (4) для разных обобщенных функций $f\{t\}$, описывающих источники энергии, будем называть формулами включения. В таблице приведены формулы включения¹ для случаев, когда источник энергии описывается непрерывными функциями (а также дельта-функцией) и коммутация в электрической цепи происходит в момент времени $t=0$. Формулы включения для функций $H(t)$; $\delta(t)$; $H(t)e^{at}$ $\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$

получены в [Л. 1], а остальные формулы таблицы находятся с помощью полученных формул включения. Если источники энергии описываются формулами, для которых в таблице не приведены формулы включения и которые не могут быть получены с помощью этой таблицы, то в этом случае необходимо непосредственно вычислить (4).

Для получения формул включения при действии источников энергии, описываемых функциями, непрерывность которых нарушается в конечном или бесконечном числе моментов времени, нужно разложить эти функции согласно принципу наложения на сумму конечного либо бесконечного числа элементарных функций, каждая из которых имеет

¹ В первом столбце таблицы приводится описание источников энергии в обобщенных функциях с учетом момента коммутации.

№ пп.	$f\{t\}$	$(D-a)^{-n}f\{t\}$
1	$H(t)$	$H(t) \frac{(-1)^n}{a^n} \left[1 - e^{at} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k a^k}{k!} t^k \right]$
2	$\delta(t)$	$H(t) e^{at} \frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$
3	$H(t)e^{-\alpha t}$	$H(t) \frac{(-1)^n}{(a+\alpha)^n} \left[e^{-\alpha t} - e^{at} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k (a+\alpha)^k}{k!} t^k \right]$
4	$H(t) \sin(\omega t + \psi)$	$H(t) \frac{(-1)^n}{2(a^2 + \omega^2)^n} \{ [(a+j\omega)^n + (a-j\omega)^n] \sin(\omega t + \psi) - [(a+j\omega)^n - (a-j\omega)^n] j \cos(\omega t + \psi) - e^{at} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k t^k}{k!} (a^2 + \omega^2)^k [(a+j\omega)^{n-k} + (a-j\omega)^{n-k}] \times \sin \psi - [(a+j\omega)^{n-k} - (a-j\omega)^{n-k}] j \cos \psi \}$
5	$H(t) \operatorname{sh} \beta t$	$H(t) \frac{(-1)^n}{2(a^2 - \beta^2)^n} \{ [(a+\beta)^n + (a-\beta)^n] \operatorname{sh} \beta t + [(a+\beta)^n - (a-\beta)^n] \operatorname{ch} \beta t - e^{at} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k t^k}{k!} (a^2 - \beta^2)^k [(a+\beta)^{n-k} - (a-\beta)^{n-k}] \}$
6	$H(t) \frac{t^{m-1}}{(m-1)!} m \geq 1$	$H(t) \left\{ \sum_{l=0}^{m-1} \binom{l+n-1}{n-1} \frac{(-1)^l}{al+n} \frac{t^{m-l-1}}{(m-l-1)!} + e^{at} \sum_{l=0}^{n-1} \binom{l+m-1}{m-1} \times \frac{(-1)^l}{al+m} \frac{t^{n-l+1}}{(n-l-1)!} \right\}$
7	$H(t) e^{at} \frac{t^{m-1}}{(m-1)!} m \geq 1$	$H(t) \left\{ e^{at} \sum_{l=0}^{m-1} \binom{l+n-1}{n-1} \frac{(-1)^l}{(a-a)^{l+n}} \frac{t^{m-l-1}}{(m-l-1)!} + e^{at} \sum_{l=0}^{n-1} \binom{l+m-1}{m-1} \times \frac{(-1)^l}{(a-a)^{l+m}} \frac{t^{n-l-1}}{(n-l-1)!} \right\}$

только одну точку нарушения непрерывности, а затем воспользоваться данными таблицы или вычислить (4).

Можно легко перейти от предлагаемой методики и соответствующих эквивалентных схем в обобщенных функциях (например, рис. 1, б и в) к методике, построенной на основе преобразования Лапласа, если взять прямое интегральное преобразование для каждого из элементов этих схем. Действительно, учитывая, что $i\{t\} \doteq I(p)$, $u\{t\} \doteq U(p)$, $H(t) \doteq 1/p$, $\delta(t) \doteq 1$, $D=p$, получаем известные эквивалентные схемы в области изображений основных двухполюсных элементов электрической цепи [Л. 7]. Следовательно, используя предлагаемую методику, упрощаем решение задачи, так как нет прямого интегрального преобразования. Кроме того, в методике на основе преобразования Лапласа накладываются ограничения на вид входных воздейст-

вий. Так, если входное воздействие описывается функцией e^{t_2} , то применение преобразования Лапласа окажется невозможным ввиду расходимости интеграла $\int_0^\infty e^{-pt} e^{t_2} dt$, а применение предлагаемой методики возможно. Таким образом, и класс задач, решаемых предлагаемой методикой, шире, чем в методике на основе преобразования Лапласа.

В электрической цепи с одним циклическим коммутатором образуется в общем случае два разных интервала времени, совокупность которых определяет цикл работы коммутатора. Каждому интервалу времени соответствует своя электрическая цепь. Составим согласно рис. 1, а—в эквивалентные схемы в обобщенных функциях для двух интервалов времени. За переменные состояния в эквивалентных схемах принимаем ток в индуктивности и напряже-

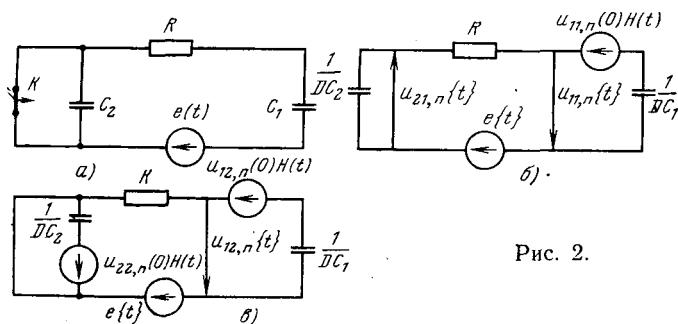


Рис. 2.

ние на емкости. Рассмотрим формирование уравнений в обобщенных функциях по эквивалентной схеме на одном из интервалов времени.

Допустим, что рассматривается некоторый интервал μ ($\mu=1,2$) в n -м ($n=1, 2, 3, \dots$) цикле, при чем электрическая цепь в этом интервале содержит p ветвей с индуктивностями, l ветвей с емкостями и η источников энергии. Переменные состояния для данного интервала: ток индуктивности $i_{j,\mu,n}\{t\}$ ($j=1, 2, \dots, p$) и напряжение на емкости $u_{q,\mu,n}\{t\}$ ($\mu=1, 2, \dots, l$). Здесь и далее у величин с тремя индексами первым обозначен номер ветви, вторым — номер интервала, третьим — номер цикла. Текущее время для каждого интервала отсчитывается от нуля, а длительность μ -го интервала в любом цикле обозначается t_μ . Переменные состояния с ненулевыми начальными условиями в эквивалентной схеме представляются в виде некоторых внутренних источников напряжения:

$$\left. \begin{aligned} e_{\text{BH1}}\{t\} &= L_i i_{f, \mu, n}(0) \delta(t); \\ e_{\text{BH2}}\{t\} &= u_{q, \mu, n}(0) H(t) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

или внутренних источников тока:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{BH1}} \{t\} &= i_{j,\mu,n}(0) H(t); \\ I_{\text{BH2}} \{t\} &= C u_{q,\mu,n}(0) \delta(t), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $i_{j, \mu, n}(0)$ — начальное значение тока в j -й индуктивности в момент времени $t = 0_+$; $u_{q, \mu, n}(0)$ — начальное значение напряжения на q -й емкости в момент времени $t = 0_+$.

Начальные значения переменных состояния $i_{j, \mu, n}(0)$ и $u_{q, \mu, n}(0)$ определяются из рассмотрения процессов на предшествующем интервале и равны значениям этих величин в момент окончания предшествующего интервала:

$$i_{i_1, \dots, i_n}(0) = i_{i_1, \dots, i_{n-1}, n}(t_{i_{n-1}}); \quad (7)$$

$$u_{q, \mu, n}(0) = u_{q, \mu-1, n}(t_{\mu-1}), \quad (8)$$

где $i_{j, \mu, n}(t_{\mu-1})$ и $u_{q, \mu-1, n}(t_{\mu-1})$ — соответственно значения тока в j -й индуктивности и напряжения на q -й емкости в момент окончания предшествующего интервала.

По эквивалентной схеме составим матрицу-столбец переменных состояния и матрицу-столбец не-нулевых начальных значений переменных состоя-

ния, которые соответственно обозначим $X_{\mu, n}\{t\}$ и $X_{\mu, n}(0)$:

$$\mathbf{X}_{\mu,n}\{t\} = [i_{1,\mu,n}\{t\}, \dots, i_{p,\mu,n}\{t\}, u_{1,\mu,n}\{t\}, \dots, \dots, u_{l,\mu,n}\{t\}]^T; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\mu, n}(0) &= \mathbf{X}_{\mu-1, n}(t_{\mu-1}) = [i_{1, \mu-1, n}(t_{\mu-1}), \dots \\ &\dots i_{r, \mu-1, n}(t_{\mu-1}), u_{1, \mu-1, n}(t_{\mu-1}), \dots, u_{e, \mu-1, n}(t_{\mu-1})]^T, \\ &\quad . \end{aligned} \tag{10}$$

где символ T означает транспонирование.

Матрицы-столбцы $X_{\mu, n}\{t\}$ и $X_{\mu, n}(0)$ имеют число строк, равное числу переменных состояния соответственно на μ -м и $(\mu-1)$ -м интервалах.

Вследствие линейной зависимости любой переменной состояния от воздействия внешних и внутренних источников энергии матрицу

$X_{\mu, n}\{t\}$ определим как

$$\mathbf{X}_{\mu, n}\{t\} = \mathbf{B}_\mu\{t, D\} + \mathbf{A}_\mu\{t, D\} \mathbf{X}_{\mu, n}(0), \quad (11)$$

где $B_\mu\{t, D\}$ и $A_\mu\{t, D\}$ — матрицы, определяемые действием соответственно внешних и внутренних источников энергии.

Матрица $B_\mu\{t, D\}$ имеет один столбец и число строк, равное числу переменных состояния на μ -м интервале. Матрица $A_\mu\{t, D\}$ имеет число столбцов, равное числу переменных состояния $(\mu - 1)$ -м интервале, число строк — числу переменных состояния на μ -м интервале. Элемент этих матриц имеет вид $s_{kj}(D) \frac{e_k\{t\}}{z_k(D)}$, где $e_k\{t\}$ — внешний или внутренний источник напряжения или тока, находящийся в k -й ветви; $z_k(D)$ — обобщенное сопротивление цепи, определяемое по отношению к зажимам этого источника; $s_{kj}(D)$ — передаточный коэффициент, связывающий ток или напряжение переменной состояния в j -й ветви с током k -й ветви.

С помощью таблицы или по формуле (4), осуществляем переход от матриц $B_\mu\{t, D\}$ и $A_\mu(t, D)$ к матрицам $B_\mu\{t\}$ и $A_\mu(t)$. Тогда матрицу $X_{\mu, n}\{t\}$, как следует из (11), определим как:

$$\mathbf{X}_{u,n}\{t\} = \mathbf{B}_u\{t\} + \mathbf{A}_u\{t\} \mathbf{X}_{u,n}(0). \quad (12)$$

Для нахождения матрицы $X_{\mu, n}(0)$ ($\mu = 2, 1; n = 1, 2, 3, \dots$) составим последовательно на всех интервалах, начиная с n -го цикла до первого цикла, уравнения вида (12):

$$\left. \begin{aligned} X_{2,n}\{t\} &= B_2\{t\} + A_2\{t\} X_{2,n}(0); \\ X_{1,n}\{t\} &= B_1\{t\} + A_1\{t\} X_{1,n}(0); \\ \dots &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} X_{2,1}\{t\} &= B_2(t) + A_2\{t\} X_{2,1}(0); \\ X_{1,1}\{t\} &= B_1\{t\} + A_1\{t\} X_{1,1}(0), \end{aligned} \right\}$$

где $X_{1,1}(0)$ — матрица-столбец заданных начальных значений, существовавших к моменту начала работы циклического коммутатора.

Учитывая (7) и (8), из (13) определяем $\mathbf{X}_{2,n}(0)$ и $\mathbf{X}_{1,n}(0)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{2,n}(0) &= \mathbf{X}_{1,n}(t_1) = \mathbf{K}_{2,n-1} [\mathbf{B}_1(t_1) + \mathbf{A}_1(t_1) \mathbf{B}_2(t_2)] + \\ &+ \mathbf{N}_2^{n-1} [\mathbf{B}_1(t_1) + \mathbf{A}_1(t_1) \mathbf{X}_{1,1}(0)]; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{1,n}(0) &= \mathbf{X}_{2,n-1}(t_2) = \mathbf{K}_{1,n-1} [\mathbf{B}_2(t_2) + \mathbf{A}_2(t_2) \mathbf{B}_1(t_1)] + \\ &+ \mathbf{N}_1^{n-1} \mathbf{X}_{1,1}(0), \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\mathbf{N}_1 = \mathbf{A}_2(t_2) \mathbf{A}_1(t_1); \quad (16)$$

$$\mathbf{N}_2 = \mathbf{A}_1(t_1) \mathbf{A}_2(t_2); \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_{1,n-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{N}_1)^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{N}_1^{n-1}); \quad (18)$$

$$\mathbf{K}_{2,n-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{N}_2)^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{N}_2^{n-1}); \quad (19)$$

\mathbf{I} — единичная матрица.

При неограниченном возрастании числа циклов ($n \rightarrow \infty$) в электрической цепи с циклическим коммутатором установится стационарный режим, если все характеристические числа матриц \mathbf{N}_1 и \mathbf{N}_2 будут меньше единицы. Из (14) и (15) для стационарного режима получим:

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{X}_{2,n}(0) &= \mathbf{X}_2(0) = (\mathbf{I} - \mathbf{N}_2)^{-1} [\mathbf{B}_1(t_1) + \\ &+ \mathbf{A}_1(t_1) \mathbf{B}_2(t_2)]; \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{X}_{1,n}(0) &= \mathbf{X}_1(0) = (\mathbf{I} - \mathbf{N}_1)^{-1} [\mathbf{B}_2(t_2) + \\ &+ \mathbf{A}_2(t_2) \mathbf{B}_1(t_1)]. \end{aligned} \quad (21)$$

Таким образом, алгоритм исследования переходных и установившихся процессов в электрической цепи с одним циклическим коммутатором следующий:

1) составляем эквивалентные схемы в обобщенных функциях для двух повторяющихся от цикла к циклу интервалов;

2) по этим эквивалентным схемам составляем матрицы $\mathbf{X}_{\mu,n}\{t\}$ и $\mathbf{X}_{\mu,n}(0)$ ($\mu = 1, 2; n = 1, 2, 3, \dots$), а также находим матрицы $\mathbf{B}_{\mu}\{t, D\}$ и $\mathbf{A}_{\mu}\{t, D\}$;

3) с помощью таблицы или формулы (4) переходим от матриц $\mathbf{B}_{\mu}\{t, D\}$ и $\mathbf{A}_{\mu}\{t, D\}$ к матрицам $\mathbf{B}_{\mu}\{t\}$ и $\mathbf{A}_{\mu}\{t\}$;

4) по (16) и (17) находим матрицы \mathbf{N}_1 и \mathbf{N}_2 и характеристические числа этих матриц;

5) по (14), (15) и (20), (21) находим матрицы $\mathbf{X}_{\mu,n}(0)$ и $\mathbf{X}_{\mu}(0)$ соответственно для переходного и установившегося процессов;

6) по (12) определяем искомые матрицы $\mathbf{X}_{\mu,n}\{t\}$ для переходного и установившегося процессов.

Пример. Требуется определить напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 в переходном и установившемся процессах для электрической цепи с циклическим коммутатором K и источником постоянного напряжения $e(t) = E$ (рис. 2,а). Длительность выключенного состояния коммутатора t_1 , а включенного — t_2 . До момента начала работы циклический коммутатор находится в состоянии «включено», на конденсаторе C_1 было напряжение U_0 , а конденсатор C_2 — разряжен. Решаем поставленную задачу по изложенному алгоритму.

1. Эквивалентные схемы в обобщенных функциях для первого и второго интервалов n -го цикла приведены соответственно на рис. 2,б и в; в этих схемах действует источник постоянного напряжения $e\{t\} = EH(t)$.

2. Составим матрицы:

$$\mathbf{X}_{1,n}\{t\} = \begin{vmatrix} u_{11,n}\{t\} \\ u_{21,n}\{t\} \end{vmatrix}; \quad \mathbf{X}_{1,n}(0) = u_{11,n}(0);$$

$$\mathbf{X}_{2,n}\{t\} = u_{12,n}\{t\}; \quad \mathbf{X}_{2,n}(0) = \begin{vmatrix} u_{12,n}(0) \\ u_{22,n}(0) \end{vmatrix}.$$

Находим матрицы:

$$\mathbf{B}_1\{t, D\} = \begin{vmatrix} e\{t\} \\ C_1R \left(D + \frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2} \right) \\ e\{t\} \\ C_2R \left(D + \frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2} \right) \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{A}_1\{t, D\} = \begin{vmatrix} H(t)(DC_2R + 1) \\ C_2R \left(D + \frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2} \right) \\ -H(t) \\ C_2R \left(D + \frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2} \right) \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{B}_2\{t, D\} = \frac{e\{t\}}{C_1R \left(D + \frac{1}{RC_1} \right)};$$

$$\mathbf{A}_2\{t, D\} = \begin{vmatrix} \frac{DH(t)}{1} \\ 0 \\ \frac{1}{D + \frac{1}{RC_1}} \end{vmatrix}.$$

3. Для перехода от матриц $\mathbf{B}_{\mu}\{t, D\}$ и $\mathbf{A}_{\mu}\{t, D\}$ к матрицам $\mathbf{B}_{\mu}\{t\}$ и $\mathbf{A}_{\mu}\{t\}$ воспользуемся таблицей. Так, для перехода от $\mathbf{B}_1\{t, D\}$ к $\mathbf{B}_1\{t\}$ в таблице полагаем: $f\{t\} = e\{t\} = EH(t)$; $a = -\frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2}$; $n = 1$, тогда по формуле включения 1 из этой таблицы получаем:

$$\mathbf{B}_1\{t\} = \begin{vmatrix} \frac{C_2}{C_1 + C_2} EH(t)(1 - e^{q_1 t}) \\ \frac{C_1}{C_1 + C_2} EH(t)(1 - e^{q_1 t}) \end{vmatrix}.$$

Аналогичным образом осуществляется с помощью таблицы переход от $\mathbf{A}_1\{t, D\}$, $\mathbf{B}_2\{t, D\}$ и $\mathbf{A}_2\{t, D\}$ (причем $\mathbf{A}_1\{t, D\}$ и $\mathbf{A}_2\{t, D\}$ раскладывается предварительно на элементарные дроби) к $\mathbf{A}_1\{t\}$, $\mathbf{B}_2\{t\}$ и $\mathbf{A}_2\{t\}$:

$$\mathbf{A}_1\{t\} = \begin{vmatrix} H(t) \frac{C_1 + C_2 e^{q_1 t}}{C_1 + C_2} \\ -H(t) \frac{C_1}{C_1 + C_2} (1 - e^{q_1 t}) \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{B}_2\{t\} = EH(t)(1 - e^{p_1 t});$$

$$\mathbf{A}_2\{t\} = |H(t) e^{p_1 t} 0|,$$

где

$$q_1 = -\frac{C_1 + C_2}{RC_1C_2}; \quad p_1 = -\frac{1}{RC_1}.$$

4. Находим матрицы \mathbf{N}_1 и \mathbf{N}_2 :

$$\mathbf{N}_1 = \frac{e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (C_1 + C_2 e^{q_1 t_1});$$

$$\mathbf{N}_2 = \begin{vmatrix} \frac{e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (C_1 + C_2 e^{q_1 t_1}) 0 \\ -\frac{e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (1 - e^{q_1 t_1}) 0. \end{vmatrix}$$

Характеристические числа матриц N_1 и N_2 , равные

$$\lambda_{11} = \lambda_{21} = \frac{e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (C_1 + C_2 e^{q_1 t_1}), \quad \lambda_{22} = 0,$$

являются величинами меньшими единицы.

5. Находим матрицы $X_{1,n}(0)$ и $X_{2,n}(0)$ — для переходного процесса, а также матрицы $X_1(0)$ и $X_2(0)$ — для установившегося процесса:

$$X_{1,n}(0) = E - (E - U_0) a^{n-1};$$

$$X_{2,n}(0) = \begin{vmatrix} E - a^{n-1} (E - U_0) \frac{C_1 + C_2 e^{q_1 t_1}}{C_1 + C_2}; \\ a^{n-2} \frac{C_1 e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (1 - e^{q_1 t_1}) \times \\ \times \frac{(E - U_0) (C_1 + C_2 e^{q_1 t_1})}{C_1 + C_2} \end{vmatrix};$$

$$X_1(0) = E;$$

$$X_2(0) = \begin{vmatrix} E \\ 0 \end{vmatrix},$$

где

$$a = \frac{e^{p_1 t_2}}{C_1 + C_2} (C_1 + C_2 e^{q_1 t_1}).$$

6. Находим матрицы $X_{1,n}\{t\}$ и $X_{2,n}\{t\}$ — для переходного процесса на n -м цикле, а также матрицы $X_1\{t\}$ и $X_2\{t\}$ — для установившегося процесса:

$$X_{1,n}\{t\} = \begin{vmatrix} H(t) \left[E - (E - U_0) a^{n-1} \frac{C_1 + C_2 e^{q_1 t}}{C_1 + C_2} \right]; \\ H(t) \left[\frac{(E - U_0) a^{n-1}}{C_1 + C_2} C_1 (1 - e^{q_1 t}) \right] \end{vmatrix};$$

$$X_{2,n}\{t\} = EH(t) - (E - U_0) H(t) a^{n-1} e^{p_1 t} \frac{C_1 + C_2 e^{q_1 t_1}}{C_1 + C_2};$$



$$X_1\{t\} = \begin{vmatrix} EH(t) \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$X_2\{t\} = EH(t).$$

Выводы. 1. Разработан общий, практически приемлемый алгоритм исследования переходных и установившихся процессов в электрических цепях с одним циклическим коммутатором. Основным моментом этого алгоритма является применение прямых операционных методов, обобщенных функций и матричного аппарата.

2. С помощью предлагаемого алгоритма полностью формализуется весь ход исследования переходных и установившихся процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liverman T. P. G. Generalized functions and direct operations methods. — New York: Englewood Cliffs, 1964, vol. 1.
2. Зорюхович А. Е., Розенберг Б. М. Применение обобщенных функций к исследованию переходных процессов в линейных электрических системах с сосредоточенными постоянными. — Изв. вузов. Электромеханика, 1978, № 4.
3. Розенберг Б. М. Применение обобщенного дифференцирования к исследованию переходных процессов в многоконтурных электрических цепях. — Изв. вузов. Электромеханика, 1979, № 4.
4. Розенберг Б. М. Применение обобщенного дифференцирования к исследованию электрических цепей с взаимной индукцией. — Изв. вузов. Энергетика, 1979, № 6.
5. Розенфельд А. С., Яхинсон Б. И. Переходные процессы и обобщенные функции. — М.: Наука, 1966.
6. Hayashi S. Periodically interrupted electric circuits. — Tokyo: Denki — Schoin, 1961.
7. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. 5-е изд. — М.: Энергия, 1978, ч. I.

[21.07.80]

УДК 621.319.4.017.001.24

Анализ характеристик конденсаторов при воздействии несинусоидального напряжения

КОЙКОВ С. Н., доктор физ.-мат. наук, МЕЗЕНИН О. Л., канд. техн. наук

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

В современной технике конденсаторы широко используются в устройствах, где они находятся под воздействием несинусоидального напряжения. Свойства конденсаторов, однако, обычно изучаются только при синусоидальном напряжении. Поэтому необходимо располагать надежной методикой расчета, позволяющей по этим данным вычислить характеристики конденсаторов [не только мощность потерь энергии P , но также и зависимость заряда от времени $Q(t)$] при любой форме несинусоидального напряжения. Существует большое количество исследований, посвященных расчету мощности потерь энергии в конденсаторах при несинусоидальных режимах. Однако пока еще не сопоставлены различные методики расчета, не выбрана наиболее оптимальная методика и не проанализированы результаты расчета. В данной статье предпринята

попытка восполнить указанные пробелы и подвести итог этой серии работ.

Свойства конденсатора при воздействии синусоидального напряжения можно охарактеризовать [Л. 1, 3, 4] с помощью эквивалентной схемы (рис. 1), учитывающей потери проводимости (параллельная схема из емкости C_0 и сопротивления R_0), релаксационные потери в диэлектрике (набор из n последовательных схем-релаксаторов, состоящих из емкостей C_k и сопротивлений R_k), а также потери в металлических обкладках (сопротивление r и индуктивность L обкладок и выводов). В случае синусоидального переменного напряжения характеристики такой эквивалентной схемы в установившемся режиме могут быть рассчитаны с использованием символического метода. Комплексная проводимость конденсатора тогда

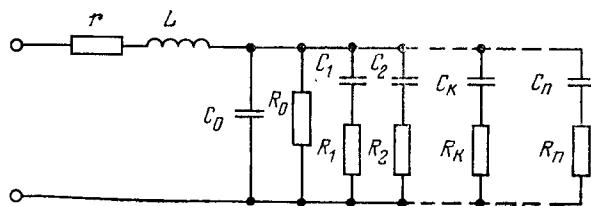


Рис. 1.

выражается следующим образом:

$$\dot{Y} = Y_a + iY_c = \left\{ r + i\omega L + \left[\frac{1}{R_0} + \right. \right. \\ \left. \left. + i\omega C_0 + \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k + \frac{1}{i\omega C_k}} \right]^{-1} \right\}^{-1}. \quad (1)$$

Очевидно, параметры (R_0, C_0, R_k, C_k) эквивалентной схемы (рис. 1) должны быть подобраны таким образом, чтобы частотные зависимости $Y_a(\omega), Y_c(\omega)$, рассчитанные по формуле (1), совпадали с зависимостями $Y_a(\omega), Y_c(\omega)$, полученными экспериментально для данного конденсатора в широком диапазоне частот. Поскольку количество отдельных элементов в эквивалентной схеме конечно, а диапазон частот ограничен, то такое определение параметров схемы содержит некоторую погрешность. Однако здесь не будем останавливаться на анализе точности определения параметров эквивалентной схемы.

Можно полагать, что параметры эквивалентной схемы сохраняются и при воздействии на конденсатор несинусоидального напряжения. В подавляющем большинстве исследований мощность потерь энергии в конденсаторе при несинусоидальном напряжении $U(t)$ рассчитывается приближенно, на основе разложения $U(t)$ в ряд Фурье:

$$U(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos m\omega t + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin m\omega t, \quad (2)$$

где

$$a_m = -\frac{2}{T} \int_0^T U(x) \cos m\omega x dx;$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^T U(x) \sin m\omega x dx; \quad \omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Вычисляя мощность потерь энергии для каждой из гармонических составляющих напряжения и складывая полученные результаты, для эквивалентной схемы конденсатора (рис. 1) найдем:

$$P = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{\infty} Y_a(m\omega) (a_m^2 + b_m^2). \quad (3)$$

Обычно потери энергии в обкладках и выводах рассчитываются отдельно по приближенным формулам и доля этих потерь невелика по сравнению с мощностью потерь энергии в конденсаторном диэлектрике.

Учитывая потери проводимости и релаксационные потери для схемы на рис. 1 получаем выражение для мощности потерь в конденсаторном диэлектрике:

$$P_d = \frac{a_0^2}{4R_0} + \frac{1}{2R_0} \sum_{m=1}^{\infty} (a_m^2 + b_m^2) + \\ + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^{\infty} Y_{akm} (a_m^2 + b_m^2), \quad (4)$$

где

$$Y_{akm} = \frac{m^2 \omega^2 \theta_k^2 C_k}{1 + m^2 \omega^2 \theta_k^2}.$$

Несмотря на логическую простоту, метод расчета потерь, использующий разложение $U(t)$ в ряд Фурье, обладает существенными недостатками [Л. 4, 5 и 7]:

1. Процесс разложения функции $U(t)$ в ряд Фурье сам по себе вносит существенную погрешность, оценить которую трудно, а устранить невозможно, поскольку при практических расчетах ряд Фурье приходится обрывать на некотором слагаемом с индексом m^* ;

2. Для расчета требуется знать частотные характеристики конденсатора для дискретного набора частот $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots, m\omega$, что требует значительного объема экспериментальных данных, либо каких-либо предположений о характере зависимости $Y_a(\omega)$;

3. Расчет требуется проводить каждый раз при изменении частоты и амплитуды напряжения, поскольку формулы (3) и (4) являются приближенными, а не точными, аналитическими, которые можно получить лишь другими методами.

В [Л. 4—7] был развит метод расчета мощности потерь в конденсаторах, основанный на применении переходной характеристики конденсатора $h_k(t) = \frac{1}{R_k} e^{-t/\theta_k}$, отражающей релаксационные потери со временем релаксации θ_k . Мощность потерь определялась по формуле

$$P_k = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) i(t) dt, \quad (5)$$

а ток $i(t)$ рассчитывался с помощью интеграла свертки (интеграла Диомеля)

$$i(t) = U(0) h_k(t) + \int_0^t U'(\tau) h_k(t-\tau) d\tau. \quad (6)$$

В [Л. 4—7] получены точные аналитические формулы мощности потерь в конденсаторах при трапецидальной форме напряжения с линейными, косинусоидальными, экспоненциальными фронтами. Особенностью расчета является необходимость представления напряжения $U(t)$ последовательностью линейных зависимостей, синусоид, экспонент соответственно. Вычисления получаются сравнительно громоздкими, и конечные выражения с трудом поддаются упрощению. Кроме того, более сложные формы напряжения $U(t)$ трудно

представить суммой простых составляющих, поэтому метод не обладает достаточной общностью.

Обобщим методику расчета зависимости $Q(t)$ и мощности потерь в конденсаторе P с использованием переходной функции $A(t)$ на случай напряжения произвольной формы. С этой целью представим зависимость $U(t)$ в виде ступенчатой кривой, так что значение U в момент времени $\tau \leq t$ изменяется на величину $\frac{dU}{dt} d\tau$. Согласно принципу

суперпозиции заряд $Q(t)$ в момент времени t будет складываться из всех приращений

$$dQ = C_s \frac{dU}{dt} [1 - A(t - \tau)] d\tau, \quad (7)$$

обусловленных воздействием скачка напряжения $dU = \frac{dU}{dt} d\tau$ в моменты $\tau \leq t$. Здесь C_s — статическая емкость конденсатора; $A(t)$ — переходная функция, изменяющаяся от $A(0) = 1$ до $A(\infty) \rightarrow 0$.

Суммируя все приращения dQ , получаем суперпозиционный интеграл или интеграл свертки:

$$Q(t) = C_s U(t) - \int_{-\infty}^t C_s A(t - \tau) U'(\tau) d\tau. \quad (8)$$

Производя замену $t - \tau = x$, получаем выражение

$$Q(t) = C_s U(t) + \int_0^\infty C_s A(x) U'(t - x) dx, \quad (9)$$

интегрируя которое по частям, находим:

$$Q(t) = - \int_0^\infty C_s A'(x) U(t - x) dx. \quad (10)$$

Это выражение можно использовать для вычисления зависимости $Q(t)$ при произвольной форме зависимости $U(t)$.

Мощность потерь вычисляется по формуле

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T U(t) \frac{dQ}{dt} dt = \\ &= - \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \int_0^\infty C_s A'(x) U'(t - x) dx. \quad (11) \end{aligned}$$

Таким образом, если известна переходная функция конденсатора $A(t)$ и значение статической емкости C_s (емкости при постоянном напряжении), то зависимость заряда конденсатора от времени $Q(t)$ и мощность потерь P могут быть рассчитаны по формулам (10) и (11).

Расчет зависимости $Q(t)$ и мощности потерь P для каждой из ветвей эквивалентной схемы конденсатора при типовых формах несинусоидального напряжения наиболее просто может быть выполнен путем решения дифференциального уравнения, составленного для этой ветви. Например, для последовательной эквивалентной схемы из емкости C_k и сопротивления R_k (т. е. для модели релаксатора со временем релаксации $\theta_k = R_k C_k$) диффе-

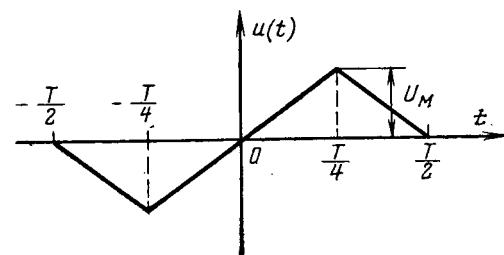


Рис. 2.

ренциальное уравнение имеет вид:

$$R_k \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C_k} = U(t). \quad (12)$$

Если напряжение периодическое и нас интересует установившийся процесс, то следует воспользоваться условием периодичности

$$Q(t) = Q(t + T), \quad (13)$$

что позволяет ограничиться интегрированием (12) только в пределах одного периода T .

Решая (12), находим зависимость $Q(t)$ при данной форме зависимости $U(t)$, а мощность потерь рассчитывается по формуле

$$P = \frac{1}{T} \int R_k \left(\frac{dQ}{dt} \right)^2 dt. \quad (14)$$

Таковы общие принципы расчета зависимости $Q(t)$ и мощности потерь P в конденсаторах при несинусоидальном напряжении.

Пример 1. Рассмотрим расчет мощности потерь для пилюобразного напряжения (рис. 2) с использованием переходной функции $A(t) = e^{-t/\theta_k}$. Зависимость напряжения от времени может быть выражена в виде

$$U(t) = \frac{4U_M}{T} \left(t - l \frac{T}{2} \right) (-1)^l. \quad (15)$$

Подставляя (15) и функцию $A(t)$ в (11), получаем:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{4U_M}{T} \left(t - l \frac{T}{2} \right) (-1)^l dt \times \\ &\times \int_0^\infty \frac{C_k}{\theta_k} e^{-x/\theta_k} \frac{4U_M}{T} (-1)^{l-n} dx. \quad (16) \end{aligned}$$

Сначала выполним интегрирование по x :

$$\begin{aligned} &\int_0^\infty \frac{C_k}{\theta_k} e^{-x/\theta_k} \frac{4U_M}{T} (-1)^{l-n} dx = \\ &= (-1)^l \frac{4U_M C_k}{T} \left\{ 1 - 2e^{-\frac{T}{\theta_k}} \right. \\ &\times \left[1 - e^{-\frac{T}{2\theta_k}} + e^{-\frac{2T}{2\theta_k}} - e^{-\frac{3T}{2\theta_k}} + \dots \right] \left. \right\} = \\ &= \frac{4U_M C_k}{T} (-1)^l \left[1 - \frac{2e^{-\frac{T}{\theta_k}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\theta_k}}} \right]. \quad (17) \end{aligned}$$

Подставляя результат интегрирования (17) в (16) и интегрируя по t , находим (промежуточные выкладки не приводятся):

$$P = U_{\text{эфф}}^2 C_k \omega \epsilon'' = \frac{1}{3} U_m^2 C_k \omega \epsilon'', \quad (18)$$

где для пилообразного напряжения $U_{\text{эфф}} = \frac{1}{3} U_m$ и

$$\epsilon'' = \frac{12 \omega \theta_k}{\pi^2} \left(1 - \frac{2 \omega \theta_k}{\pi} \operatorname{th} \frac{\pi}{2 \omega \theta_k} \right). \quad (19)$$

Таким образом, получено сравнительно простое выражение (18), подобное выражению для мощности потерь при синусоидальном напряжении, только в случае синусоидального напряжения, как известно [Л. 2]:

$$U_{\text{эфф}} = \frac{U_m}{2}; \quad \epsilon'' = \frac{\omega \theta_k}{1 + \omega^2 \theta_k^2}. \quad (20)$$

Для сопоставления выполним расчет мощности потерь при пилообразном напряжении путем решения дифференциального уравнения (12). В этом случае достаточно провести интегрирование (12) на участке от $t = -T/4$ до $t = T/4$, где напряжение $U(t)$ меняется линейно с течением времени:

$$U(t) = \frac{4U_m}{T} t, \quad (21)$$

а условие периодичности будет иметь вид:

$$Q\left(-\frac{T}{4}\right) = -Q\left(\frac{T}{4}\right). \quad (22)$$

Интегрируя (12) с учетом (21), получаем:

$$Q(t) = \frac{4U_m C_k}{T} (t - \theta_k) + B e^{-t/\theta_k}. \quad (23)$$

Используя условие периодичности (22), находим постоянную интегрирования, и тогда

$$Q(t) = \frac{4U_m C_k}{T} \left[t - \theta_k + \frac{\theta_k}{\operatorname{ch} \frac{T}{4\theta_k}} e^{-t/\theta_k} \right]. \quad (24)$$

Для расчета мощности потерь (рассматриваем половину периода) воспользуемся формулой (14):

$$P = \frac{2}{T} \int_{-T/4}^{T/4} R_k \left(\frac{dQ}{dt} \right)^2 dt = \frac{32 U_m^2 C_k \theta_k}{T^3} \times \\ \times \int_{-T/4}^{T/4} \left(1 - \frac{e^{-t/\theta_k}}{\operatorname{ch} \frac{T}{4\theta_k}} \right)^2 dt = \frac{4U_m^2 C_k \omega^2 \theta_k}{\pi^2} \left(1 - \frac{2\theta_k \omega}{\pi} \operatorname{th} \frac{\pi}{2\theta_k} \right), \quad (25)$$

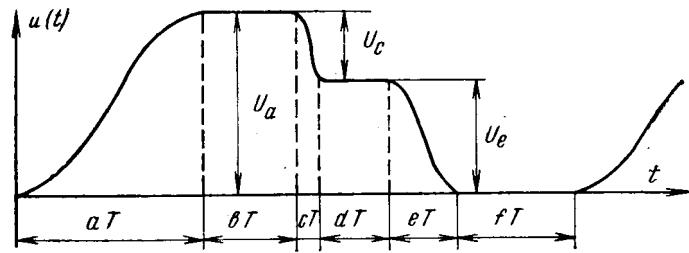


Рис. 3.

что в точности соответствует (18) и (19). Видно, что расчет мощности потерь путем непосредственного интегрирования дифференциального уравнения (12) менее громоздкий, чем расчет по формуле (11) с использованием переходной функции $A(t)$, а кроме того, по ходу расчета получается и такая важная характеристика, как зависимость заряда от времени $Q(t)$. Поэтому и в случае более сложных зависимостей целесообразно решать задачу путем интегрирования дифференциального уравнения (12).

Пример 2. Рассмотрим вывод выражений для мощности потерь P и зависимости $Q(t)$ для трапецидальной формы кривой напряжения, состоящей из шести участков (рис. 3): фронта длительностью aT , первой плоской части длительностью bT , первого спада длительностью cT , второй плоской части длительностью dT , второго спада длительностью eT , интервала между импульсами длительностью fT . Будем считать, что на участках фронта и спада напряжение меняется по косинусоидальному закону. Результаты интегрирования уравнения (12) для всех шести интервалов времени представлены в таблице.

Приравнивая заряды на границах между интервалами и пользуясь условием периодичности, получаем систему из шести уравнений для определения постоянных интегрирования $Q_a, Q_b, Q_c, Q_d, Q_e, Q_f$. Если ввести обозначения

$$e^{-aT/\theta_k} = |a|, \quad e^{-bT/\theta_k} = |b|, \quad e^{-cT/\theta_k} = |c|$$

и т. д., то определитель этой системы и столбец свободных членов уравнений могут быть записаны в виде

$$\Delta = \begin{vmatrix} |a| & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & |b| & -1 & 0 & 0 & 0 & \beta \\ 0 & 0 & |c| & -1 & 0 & 0 & \beta \\ 0 & 0 & 0 & |d| & -1 & 0 & \gamma \\ 0 & 0 & 0 & 0 & |e| & -1 & \gamma \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & |f| & \alpha \end{vmatrix}, \quad (26)$$

Интервал	$U(t)$	Результат интегрирования
$0 \leq t \leq aT$	$\frac{U_a}{2} (1 - \cos \omega_a t)$	$Q(t) = \frac{U_a C_k}{2} \left[1 - \frac{\cos \omega_a t + \omega_a \theta_k \sin \omega_a t}{1 + \omega_a^2 \theta_k^2} \right] + Q_a e^{-t/\theta_k}$
$0 \leq t \leq bT$	U_a	$Q(t) = U_a C_k + Q_b e^{-t/\theta_k}$
$0 \leq t \leq cT$	$U_a - \frac{U_c}{2} (1 - \cos \omega_c t)$	$Q(t) = C_k \left(U_a - \frac{U_c}{2} \right) + \frac{U_c C_k}{2} \left[\frac{\cos \omega_c t + \omega_c \theta_k \sin \omega_c t}{1 + \omega_c^2 \theta_k^2} \right] + Q_c e^{-t/\theta_k}$
$0 \leq t \leq dT$	$U_a - U_c$	$Q(t) = C_k (U_a - U_c) + Q_d e^{-t/\theta_k}$
$0 \leq t \leq eT$	$\frac{U_e}{2} (1 - \cos \omega_e t)$	$Q(t) = \frac{U_e C_k}{2} \left[1 + \frac{\cos \omega_e t + \omega_e \theta_k \sin \omega_e t}{1 + \omega_e^2 \theta_k^2} \right] + Q_e e^{-t/\theta_k}$
$0 \leq t \leq fT$	0	$Q(t) = Q_f e^{-t/\theta_k}$

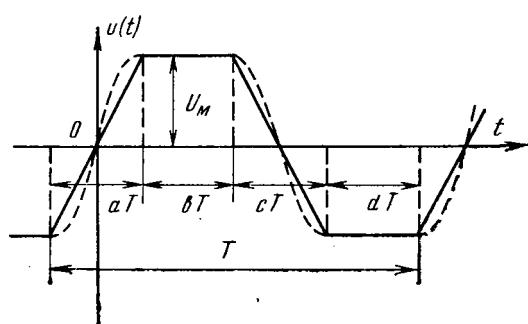


Рис. 4.

где

$$\alpha = \frac{U_a C_k \omega^2 a \theta^2 k}{2(1 + \omega^2 a \theta^2 k)}; \quad \beta = -\frac{U_e C_k \omega^2 c \theta^2 k}{2(1 + \omega^2 c \theta^2 k)};$$

$$\gamma = -\frac{U_e C_k \omega^2 e \theta^2 k}{2(1 + \omega^2 e \theta^2 k)}.$$

Заменяя соответствующие столбцы в определителе столбом свободных членов, вычисляем последовательно Δ_a , Δ_b , Δ_c и т. д., т. е. получаем значения $Q_a = \Delta_a / \Delta$, $Q_b = \Delta_b / \Delta$, $Q_c = \Delta_c / \Delta$ и т. д.

По формуле (14) найдем:

$$P = \sum_{\substack{\omega_i \\ (i=a, c, e)}} \frac{U^2 i C_k \omega^2 i \theta_k l}{8(1 + \omega^2 i \theta^2 k)} + \sum_{\substack{Q_l \\ (i=a, b, c, d, e, f)}} \frac{R_k Q^2 i}{8T \theta_k} \left(1 - e^{-\frac{2iT}{\theta_k}} \right). \quad (27)$$

После подстановки всех i , ω_i , Q_i окончательно получим:

$$P = \sum_{i=a, c, e} \frac{U^2 i C_k \omega^4 i \theta^4 k (1 + e^{-iT/\theta_k}) \left(1 + e^{-\frac{(1-i)T}{\theta_k}} \right)}{(1 + \omega^2 i \theta^2 k)^2 (1 - e^{-iT/\theta_k})} \pm$$

$$\pm \sum_{i, j=a, c, e} \frac{U_i U_j C_k}{4T} \times$$

$$\times \frac{\omega^2 i \omega^2 j \theta^4 k (1 + e^{-iT/\theta_k}) (1 + e^{-jT/\theta_k})}{(1 + \omega^2 i \theta^2 k) (1 + \omega^2 j \theta^2 k)} \times$$

$$\times \left(e^{-yT/\theta_k} + e^{-\frac{1-y-l-j}{\theta_k} T} \right) +$$

$$+ \sum_{i=a, c, e} \frac{U^2 i C_k \omega^2 i \theta_k l}{8(1 + \omega^2 i \theta^2 k)}. \quad (28)$$

Таким образом, даже для такого сложного случая, когда импульс имеет шесть участков, получается сравнительно компактное выражение. Перед второй суммой стоит знак минус, если i или j равно a , и знак плюс, если коэффициент a отсутствует. Индекс y равен b , если в выражении фигурируют коэффициенты a, c, d — если фигурируют c, e, f — если фигурируют a, e . Выражение (28) полностью совпадает с соответствующим выражением, выведенным для такой же формы напряжения по методу, использующему переходную характеристику конденсатора $h_k(t) = \frac{1}{R_k} e^{-t/\theta_k}$.

Аналогичным путем были выведены также выражения для мощности потерь при трапецидальной форме кривой напряжения с линейными фронтами, с экспоненциальными фронтами. Найденные выражения также согласуются с формулами, полученными ранее с помощью переходной функции $h_k(t) = \frac{1}{R_k} e^{-t/\theta_k}$ и с использованием интеграла Диамеля.

Представляет интерес, используя полученные выражения, сопоставить частотные зависимости

мощности потерь для последовательной эквивалентной схемы релаксатора при синусоидальном и несинусоидальном напряжениях и дать физическую трактовку характеру частотной зависимости.

Для синусоидального и симметричного трапецидального напряжения с линейными или косинусоидальными фронтами целесообразно использовать понятие эффективного напряжения, тогда во всех трех случаях

$$P = U^2_{\text{эфф}} C_k \omega \varepsilon''_{\text{эфф}}. \quad (29)$$

Для синусоидального напряжения:

$$U^2_{\text{эфф}} = \frac{U_m^2}{2}; \quad \varepsilon''_{\text{эфф}} = \frac{\omega \theta_k}{1 + \omega^2 \theta^2 k}. \quad (30)$$

Для симметричного трапецидального напряжения (рис. 4) с линейными фронтами

$$\left. \begin{aligned} U^2_{\text{эфф}} &= 2 \left(\frac{a}{3} + b \right) U_m^2; \\ \varepsilon''_{\text{эфф}} &= \frac{\omega \theta_k}{a \pi^2 \left(\frac{a}{3} + b \right)} \times \\ &\times \left[1 - \frac{\omega \theta_k}{2a\pi} \frac{(1 - e^{-aT/\theta_k})(1 + e^{-bT/\theta_k})}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\theta_k}} \right)} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Для симметричного трапецидального напряжения с косинусоидальными фронтами (пунктирная кривая на рис. 4):

$$\left. \begin{aligned} U^2_{\text{эфф}} &= 2 \left(\frac{a}{2} + b \right) U_m^2; \\ \varepsilon''_{\text{эфф}} &= \frac{\omega^4 \theta^4 k (1 + e^{-aT/\theta_k}) (1 - e^{-bT/\theta_k})}{2\pi \left(\frac{a}{2} + b \right) (1 + \omega^2 \theta^2 k) \left(1 + e^{-\frac{T}{2\theta_k}} \right)} + \\ &+ \frac{a \omega \theta_k}{2 \left(\frac{a}{2} + b \right) (1 + \omega^2 \theta^2 k)}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

На рис. 5 представлены зависимости $\varepsilon''_{\text{эфф}} = f(\omega \theta_k)$, построенные для синусоидального (кривая 1), симметричного трапецидального напряжения с косинусоидальным фронтом (кривые 2—5) и с линейным фронтом (кривая 6) по формулам (30) — (32) для разных длительностей фронта (спада).

Видно, что при больших $\omega \theta_k$ значения $\varepsilon''_{\text{эфф}}$ практически совпадают независимо от формы напряжения. В этом случае частота столь велика по сравнению со значением $1/\theta_k$, что заряд на конденсаторе C_k практически не меняется за период и

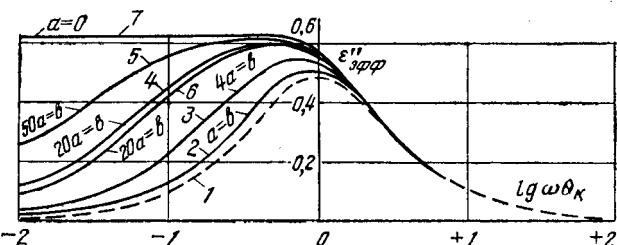


Рис. 5.

переменная составляющая напряжения целиком падает на сопротивлении R_k . Мощность потерь вычисляется по формуле

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{(U - U_0)^2}{R_k} dt = \frac{U_{\text{эфф}}^2}{R_k} = U_{\text{эфф}}^2 C_k \omega \epsilon''_{\text{эфф}}, \quad (33)$$

где $U_{\text{эфф}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (U - U_0)^2 dt$; $U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U dt$ — постоянная составляющая; $\epsilon''_{\text{эфф}} = \frac{1}{\omega \theta_k}$ — для всех форм напряжения.

При малых $\omega \theta_k$ частота столь мала по сравнению со значением $1/\theta_k$, что в каждый момент времени заряд на конденсаторе практически определяется выражением $Q(t) \approx U(t)C_k$. Падение напряжения на резисторе R_k ничтожно мало, а значение тока через эквивалентную цепь $I = \frac{dQ(t)}{dt} = C_k \frac{dU(t)}{dt}$. Тогда мощность потерь

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T R_k I^2 dt = \frac{R_k C_k^2}{T} \int_0^T \left(\frac{dU(t)}{dt} \right)^2 dt. \quad (34)$$

Итак, в предельном случае $\omega \theta_k \ll 1$ получим для трапецидальной формы напряжения со сравнительно пологими фронтами следующие выражения:

для трапецидальной формы кривой напряжения с линейными фронтами

$$P = \frac{2U_m^2 C_k \theta_k}{aT^2}; \quad \epsilon''_{\text{эфф}} = \frac{\omega \theta_k}{4a\pi^2 \left(\frac{a}{3} + b \right)}; \quad (35)$$

для трапецидальной формы кривой напряжения с косинусоидальными фронтами

$$P = \frac{U_m^2 C_k \pi^2 \theta_k}{aT^2}; \quad \epsilon''_{\text{эфф}} = \frac{\omega \theta_k}{8a \left(\frac{a}{2} + b \right)}. \quad (36)$$

Особый случай представляют импульсы с резкими фронтами, например, идеальные прямоугольные. В этом случае при малых $\omega \theta_k$, когда каждый импульс напряжения можно рассматривать независимо, мощность потерь определяется следующим образом. При резком изменении напряжения от $U=0$ до $U=2U_m$ внешний источник совершает работу $A=2QU_m=4U_m^2 C_k$ на перемещение зарядов, а запасаемая в конденсаторе энергия $W_c = \frac{4U_m^2 C_k}{2}$. Очевидно, энергия $A-W_c = \frac{4U_m^2 C_k}{2}$

рассеивается в виде тепла в резисторе R_k . При резком уменьшении напряжения от $2U_m$ до нуля вся запасенная в конденсаторе энергия $W_c = \frac{4U_m^2 C_k}{2}$ также рассеивается в виде тепла на резисторе R_k . Итого за период потери энергии составляют $4U_m^2 C_k$, т. е.

$$P = \frac{4U_m^2 C_k}{T} = \frac{4U_m^2 C_k \omega}{2\pi}; \quad \epsilon''_{\text{эфф}} = \frac{2}{\pi}. \quad (37)$$

Итак, при малых и больших величинах $\omega \theta_k$ значения $\epsilon''_{\text{эфф}}$ могут быть рассчитаны по приближенным формулам, которые выводятся из простых физических соображений и, как нетрудно проверить, могут быть получены путем предельного перехода из общих точных выражений.

Выводы. 1. Двумя различными методами (с помощью интеграла свертки и переходной функции, а также путем решения дифференциального уравнения для последовательной эквивалентной схемы) получены выражения мощности потерь для модели релаксатора при трапецидальной форме кривой напряжения с линейными, косинусоидальными, экспоненциальными фронтами, а также и для частных случаев (например, для пилообразного напряжения). Правильность расчета подтверждена идентичностью выражений, получаемых разными методами, и хорошим соответствием расчетных данных представлению о механизме диэлектрических потерь в модели релаксатора.

2. Выведены обобщенные формулы для расчета зависимости $Q(t)$ и мощности потерь P в виде интегралов свертки с использованием переходной функции конденсатора $A(t)$. Эти формулы позволяют проводить расчеты при любом виде зависимости $U(t)$ и при любом характере функции $A(t)$, которая может быть либо определена экспериментально, либо рассчитана исходя из эквивалентной схемы конденсатора. В тех случаях, когда интегрирование аналитически невыполнимо, расчеты могут быть проведены с помощью ЦВМ стандартными методами вычисления интегралов.

3. Показано преимущество метода, основанного на решении дифференциального уравнения для RC -цепочки. В случае необходимости возможно обобщить результаты расчета на случай более сложной эквивалентной схемы конденсатора. Расчеты, основанные на применении экспоненциальной переходной функции и интеграла свертки, хотя и дают такие же результаты, однако более громоздки.

4. Расчеты, основанные на разложении исходной функции в ряд Фурье, содержат трудно контролируемые погрешности и не должны применяться в тех случаях, когда возможно использовать результаты точных расчетов, выполняемых либо с помощью интеграла свертки, либо путем решения дифференциального уравнения для RC -цепочки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. 3-е изд. перераб. — Л.: Энергия, 1969.
2. Борисова М. Э., Койков С. Н. Физика диэлектриков. Учебное пособие. — Л.: изд-ние Ленингр. государственного ун-та, 1979.
3. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях — М.: Энергия, 1979.
4. Ануфриев Ю. А., Гусев В. Н., Смирнов В. Ф. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. — В кн.: Библиотека по радиоэлектронике. — М.: Энергия, 1976, вып. 55.
5. Ануфриев Ю. А., Мезенин О. Л. Расчет потерь энергии в коммутирующем конденсаторе тиристорного преобразователя. — Электронная техника. Сер. 5, Радиодетали и радиокомпоненты. 1975, вып. 5 (11).
6. Ануфриев Ю. А. Расчет потерь в конденсаторах, работающих в импульсном режиме. — Электронная техника. Сер. 8, Радиодетали. 1968, вып. 4 (13).

7. Мезенин О. Л. Расчет потерь энергии в конденсаторе при импульсном воздействии. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1979, т. XXII, № 12.

8. Назаров Н. И. Работа бумажно-масляных конденсаторов при несинусоидальном напряжении. — Изв. вузов. Энергетика, 1960, № 1.

9. Гоголицын Л. З. Определение потерь в конденсаторах при импульсном режиме. — Электричество, 1957, № 9.

10. Тареев Б. М., Лернер М. М., Лернер Т. И. К расчету тепловых потерь в электрическом конденсаторе при воздействии несинусоидального напряжения. — Электричество, 1970, № 5.

11. Шадрин В. М. Расчет потерь в электрических конденсаторах при воздействии импульсного напряжения. — Электричество, 1979, № 2.

[05.03.80]



УДК 621.319.4.017.001.24

Расчет потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком при трапецидальной форме кривой напряжения

ШАФОРОСТОВ В. Я., инж., ТАРЕЕВ Б. М., доктор техн. наук,

ПЕТРЕНКО Л. Г., канд. физ.-мат. наук

В настоящее время существует несколько методов расчета диэлектрических потерь в конденсаторах при несинусоидальном напряжении [Л. 1]. Выбор метода расчета и вида приближения зависит от типа диэлектрика, конструкции и режима эксплуатации конденсатора. В [Л. 2] установлено, что в конденсаторах с бумажным диэлектриком мощность потерь на горизонтальных участках трапецидальной кривой формы напряжения существенна, а в конденсаторах с жидкой пропиткой может превышать потери на фронтах. В связи с этим при расчете диэлектрических потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком с использованием Фурье-разложения кривой напряжения и суммирования потерь для каждой гармоники необходимо учитывать зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от частоты $\operatorname{tg} \delta(f)$, которая существенно влияет на величину потерь при высокочастотных составляющих напряжения.

В статье предложен метод расчета, учитывающий реальную для бумажных конденсаторов зависимость $\operatorname{tg} \delta(f)$ и позволяющий рассчитывать потери с заданной точностью и учитывать влияние несущей частоты на коэффициент несинусоидальности. Изложен также упрощенный метод расчета потерь при несимметричной трапецидальной форме кривой напряжения.

Потери при трапецидальной форме кривой напряжения $P_{\text{тр}}$ удобно оценивать по величине коэффициента несинусоидальности $\eta = P_{\text{тр}}/P_c$, где P_c — потери при синусоидальной кривой напряжения. Фурье-разложение коэффициента несинусоидальности для трапецидального напряжения с линейными фронтами имеет вид:

$$\eta = \left(\frac{4}{\pi \beta} \right)^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin^2(2k+1)\beta}{(2k+1)^3} \frac{\epsilon_{2k+1}}{\epsilon_1} \frac{\operatorname{tg} \delta_{2k+1}}{\operatorname{tg} \delta_1}, \quad (1)$$

где k — номер гармоники; f_1 — частота первой гармоники напряжения с трапецидальной формой кривой; $\beta = \frac{2\pi\tau_\phi}{T}$ — относительная длина фронта ($0 < \beta < \frac{\pi}{2}$); τ_ϕ — абсолютная длительность фронта.

т. $T = \frac{1}{f_1}$; ϵ_1 , ϵ_{2k+1} , $\operatorname{tg} \delta_1$, $\operatorname{tg} \delta_{2k+1}$ — диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь при частотах первой и $(2k+1)$ -й гармоник.

В силовых бумажных конденсаторах при частотах $f < 3$ кГц значение $\operatorname{tg} \delta$ практически постоянно, а при частотах 3 кГц $< f < 10$ кГц линейно растет, диэлектрическая же проницаемость постоянна во всем этом интервале частот [Л. 3]. Поэтому приближенно можно считать:

$$\operatorname{tg} \delta_{2k+1} = \begin{cases} \operatorname{tg} \delta_1 & \text{при } 2k+1 \leq k_m; \\ \operatorname{tg} \delta_1 + a[(2k+1) - k_m] & \text{при } 2k+1 \geq k_m, \end{cases} \quad (2)$$

где $k_m = A \left[\frac{f_m}{f_1} \right]$; f_m — частота, при которой начинается линейный рост $\operatorname{tg} \delta$; $A(x)$ — целая часть числа x ; $a = \operatorname{tg} \alpha$; α — угол наклона прямой $\operatorname{tg} \delta(k)$ при частотах $f > f_m$.

Подставляя в (1) значения ϵ и $\operatorname{tg} \delta$ из (2), получаем:

$$\eta = \left(\frac{4}{\pi \beta} \right)^2 \left\{ \sum_{k=0}^{(k_m-1)/2} \frac{\sin^2(2k+1)\beta}{(2k+1)^3} + \right. \\ \left. + \left[1 - \frac{a(k_m-1)}{\operatorname{tg} \delta_1} \right] \sum_{k=(k_m+1)/2}^{\infty} \frac{\sin^2(2k+1)\beta}{(2k+1)^3} + \right. \\ \left. + \frac{2a}{\operatorname{tg} \delta_1} \sum_{k=(k_m+1)/2}^{\infty} k \frac{\sin^2(2k+1)\beta}{(2k+1)^3} \right\}. \quad (3)$$

Представим коэффициент несинусоидальности в виде суммы $\eta = S + \Delta$, где S — сумма k_p членов ряда; Δ — остаточный член.

Если $k_1 \ll 10$ кГц и k_p выбрано таким образом, что выполняется неравенство $2k_p+1 \leq k_m$, то $\eta = S_1 + \Delta_1$, где

$$S_1 = \left(\frac{4}{\pi \beta} \right)^2 \sum_{k=0}^{k_p} \frac{\sin^2(2k+1)\beta}{(2k+1)^3};$$

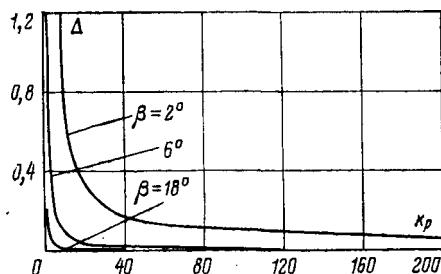


Рис. 1. Зависимости погрешности в вычислении коэффициента несинусоидальности от числа членов ряда Фурье при $f = 100$ Гц.

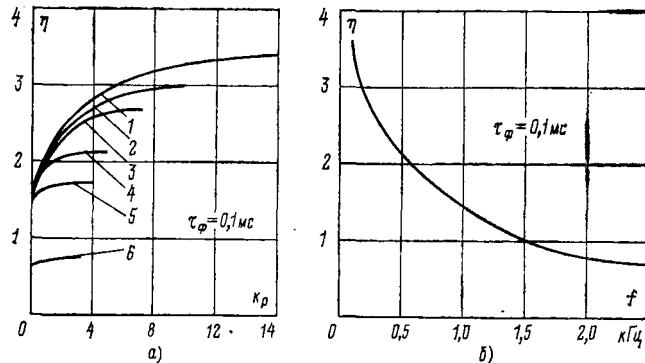


Рис. 2. Зависимости расчетного значения коэффициента несинусоидальности от числа членов ряда (а) и от частоты трапецидального напряжения (б).

1 — 100 Гц, $\beta=3,6^\circ$; 2 — 170 Гц, $\beta=6^\circ$; 3 — 250 Гц, $\beta=9^\circ$; 4 — 500 Гц, $\beta=18^\circ$; 5 — 830 Гц, $\beta=30^\circ$; 6 — 2500 Гц, $\beta=90^\circ$.

$$\Delta_1 \leq \frac{4}{(\pi\beta)^2} \left[\frac{1}{(2k_p + 3)^2} + \frac{a}{\operatorname{tg} \delta_1} \frac{k_m + 4}{(k_m + 2)^2} \right]. \quad (4)$$

Если $2k_p + 1 \geq k_m$, то $\eta = (S_1 + S_2) + \Delta_2$, где

$$S_2 = \left(\frac{4}{\pi\beta} \right)^2 \frac{a}{\operatorname{tg} \delta_1} \sum_{k=(k_m+1)/2}^{k_p} (2k + 1 - k_m) \times \\ \times \frac{\sin^2(2k + 1)\beta}{(2k + 1)^2};$$

$$\Delta_2 \leq \frac{4}{(\pi\beta)^2} \left[\frac{1}{(2k_p + 1)^2} + \frac{a(4k_p - k_m + 6)}{\operatorname{tg} \delta_1 (2k_p + 3)^2} \right]. \quad (5)$$

Как следует из (4) и (5), учет зависимости $\operatorname{tg} \delta(f)$ приводит к увеличению коэффициента несинусоидальности на величину S_2 , пропорциональную a [тангенсу угла наклона прямой $\operatorname{tg} \delta(k)$ при $f > f_m$]. Погрешность по этим формулам также оценивается более точно.

Полученные в аналитическом виде выражения (4) и (5) для расчета остаточных членов Δ_1 и Δ_2 позволяют определить, какое число членов ряда k_p в суммах S_1 и S_2 необходимо учитывать для того, чтобы погрешность при вычислении коэффициента несинусоидальности η не превышала некоторого заданного значения. На рис. 1 представлена зависимость $\Delta = f(k_p)$ для трапецидальной формы кривой напряжения частотой 100 Гц и различной относительной длительности фронтов. Для того, чтобы погрешность при вычислении η не превышала, например 0,1, в суммах (4) или (5) достаточно учесть, при $\beta = 18^\circ$ два члена, при $\beta = 6^\circ$ — 9 чле-

нов, а при $\beta = 2^\circ$ — 122. При уменьшении β сходимость рядов резко замедляется. Построенные для различных значений β зависимости $\Delta(k_p)$ существенно сокращают трудоемкость и время расчета диэлектрических потерь с заданной точностью.

Анализ формул (4) и (5) позволяет сделать следующие выводы:

1. Основной величиной, влияющей на коэффициент несинусоидальности η (т. е. на рост потерь при переходе от синусоидальной формы кривой напряжения к трапецидальной с той же несущей частотой), является относительная длительность фронта β трапецидального напряжения. При увеличении β коэффициент несинусоидальности уменьшается. Такая ситуация осуществляется, например, при росте частоты с сохранением абсолютной длительности фронта τ_ϕ (рис. 2, а и б) — уменьшается, достигая при $f = 1/4\tau_\phi$ (т. е. $\beta = \pi/2$) значения, близкого к 0,7 (трапецидальная форма кривой напряжения сменяется треугольной).

2. Учет зависимости $\operatorname{tg} \delta(f)$ приводит к уточнению коэффициента несинусоидальности на величину S_2 [см. формулу (5)], которая тем больше, чем больше коэффициент a (тангенс угла наклона прямой $\operatorname{tg} \delta(k)$ при $k \geq k_m$). При увеличении частоты коэффициент a возрастает, а следовательно, растет и η . На рис. 3 представлена зависимость $\eta(f)$ при постоянном значении β . Этот график наглядно демонстрирует влияние зависимости $\operatorname{tg} \delta(f)$ на величину коэффициента несинусоидальности для конденсаторов с бумажным диэлектриком.

При несимметричной трапецидальной форме кривой напряжения с одинаковыми на обеих полуволнах длительностью и формой фронтов на горизонтальном участке большой полуволны в течение времени $t_2 - t_1$ (t_2 и t_1 — длительности большой и малой полуволн соответственно) потери мощности обусловлены только теми видами поляризации, для которых верно неравенство $t_i > t_1$ (t_i — постоянная

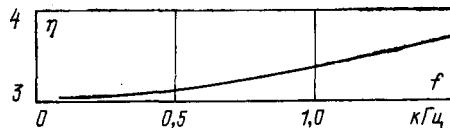


Рис. 3. Зависимость коэффициента несинусоидальности от частоты трапецидального напряжения с постоянной относительной длительностью фронта $\beta = 6^\circ$ ($\Delta < 0,2$).

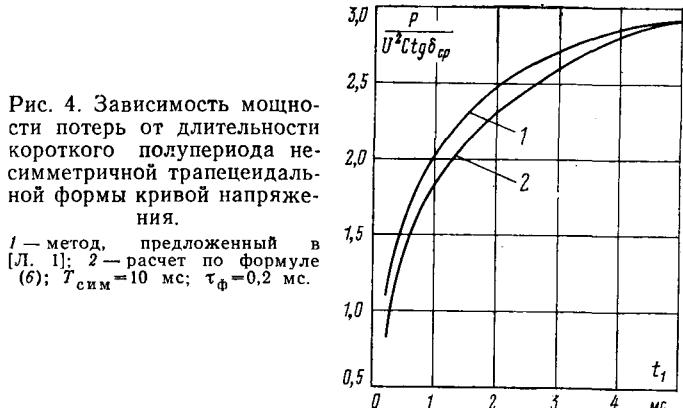


Рис. 4. Зависимость мощности потерь от длительности короткого полупериода несимметричной трапецидальной формы кривой напряжения.

1 — метод, предложенный в [Л. 1]; 2 — расчет по формуле (6); $T_{\text{сим}} = 10$ мс; $\tau_\phi = 0,2$ мс.

времени t_1 -го релаксатора). Если у всех релаксаторов диэлектрика $\tau_i \leq t_1$, то мощностью потерь в течение времени $t_2 - t_1$ можно пренебречь. В этом случае

$$P_{\text{несим}}(T) = P_{\text{сим}}(2t_1) \frac{2t_1}{T}, \quad (6)$$

где $P_{\text{сим}}(2t_1)$ — потери при симметричном напряжении с периодом $2t_1$; $2t_1/T$ — коэффициент, учитывающий отсутствие потерь на горизонтальном участке длинной полуволны в течение времени $t_2 - t_1$.

На рис. 4 представлены зависимости мощности потерь (точнее величины $P/U_n^2 C \operatorname{tg} \delta_{cp}$, где $U_n = |U_{\max}^+| + |U_{\max}^-|$; C — емкость) от длительности короткой полуволны, рассчитанные по методике [Л. 1] и по формуле (6). Потери при симметричном напряжении $P_{\text{сим}}$ в обоих случаях рассчитывались по формуле [Л. 1]:

$$P_{\text{сим}}(T) = \frac{1,5}{T} U_n^2 C \operatorname{tg} \delta_{cp} \lg 1,8 \frac{T}{\tau}.$$

Как следует из графика, оба метода дают близкие значения мощности потерь, однако расчет по (6) является более простым и может быть также применен для расчета потерь с учетом зависимости $\operatorname{tg} \delta(f)$ по формулам (4) и (5), а также для более

сложных форм несимметричной трапецидальной кривой напряжения.

Выводы. 1. Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от частоты оказывает существенное влияние на значение мощности потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком.

2. Получены формулы для расчета мощности потерь с заданной точностью.

3. Коэффициент несинусоидальности увеличивается с ростом частоты при постоянной относительной длительности фронта трапецидальной формы кривой напряжения.

4. Предложена формула, позволяющая упростить метод расчета мощности потерь при несимметричной трапецидальной форме кривой напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. — М.: Энергия, 1979. — 224 с.

2. Багалей Ю. В., Шафоростов В. Я., Набока Б. Г. Расчет потерь в конденсаторах при несинусоидальном напряжении с горизонтальными участками. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1975, вып. 10 (54), с. 7—9.

3. Ренне В. Т., Багалей Ю. В., Фридберг И. Д. Расчет и конструирование конденсаторов. — Киев: Техника, 1966.—324 с.

[30.06.80]



УДК 621.314.632:621.314.26

Особенности работы выпрямителей, питающих статические преобразователи средней частоты

ВАСИЛЬЕВ А. С., ГУРЕВИЧ С. Г., НЕСТЕРОВ С. А.

Ленинград

Широкое распространение статических преобразователей средней частоты для питания различных электротехнологических устройств (индукционных нагревателей, плавильных печей, ультразвуковых установок и т. д.) требует подробного изучения всех звеньев таких преобразователей. До сих пор основное внимание уделялось изучению звена преобразования постоянного тока в переменный, т. е. инвертору средней частоты. Однако большинство статических преобразователей частоты (СПЧ) построено по схеме с явно выраженным звеном постоянного тока и включает в свой состав выпрямитель. При этом обычно используется управляемый выпрямитель, так как на него возлагаются функции регулирования и защиты преобразователя.

Главная особенность работы выпрямителя как звена СПЧ заключается в том, что на его выходе подключена высокочастотная э. д. с., генерируемая инвертором. В то же время на входе инвертора присутствуют гармоники выпрямленного напряжения, спектр которых зависит, в частности, и от режима работы инвертора. Процессы в выпрямителе и инверторе оказываются взаимосвязанными и пренебрежение этой взаимосвязью (замена выпрямителя идеальным источником, параметры которого определяются по результатам анализа работы вы-

прямителя на активно-индуктивную нагрузку) неизбежно приводит как к количественным, так и к качественным ошибкам, вызванным изменением частотных свойств всей системы. Публикации по рассматриваемому вопросу [Л. 1 и 2] содержат весьма серьезные допущения, в частности допущение о мгновенной коммутации, и не касаются схем резонансных инверторов.

Учет реальной дискретно-нелинейной структуры выпрямителя значительно усложняет анализ СПЧ. Преобразователь описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка с большим числом коммутаций вентиляй на интервале повторяемости процессов в схеме, причем в большинстве случаев моменты коммутаций заранее неизвестны. В связи с этим представляется наиболее целесообразным выбрать в качестве аппарата исследования цифровое моделирование электромагнитных процессов в преобразователе, использующее универсальные конечно-разностные методы численного интегрирования и представление вентиляй в виде ключевых элементов, вводимых с помощью коммутирующих функций (подобная модель может быть реализована и на АВМ).

Разработанные универсальные программы, реализующие такие модели, основаны на описании

схемы по методу переменных состояния и допускают как чисто ключевые модели вентилей, так и замену последних соединением переменных активно-индуктивных элементов. В последнем случае структура схемы не меняется при коммутациях, что является более выгодным при наличии в схеме большого числа вырождений (индуктивно-вентильных звезд).

Особенностью цифровых моделей, использованных в данном исследовании, являлась необходимость сочетать различные схемы выпрямительных и инверторных звеньев. Это сделало целесообразным независимое описание звеньев преобразователя (выпрямителя и инвертора). Связь подсистем уравнений, описывающих эти звенья, определяется соотношением

$$\frac{di_d}{dt} = (u_s - i_d R_s - u_n)/L_s,$$

где u_s , R_s , L_s — параметры эквивалентного генератора, замещающего выпрямитель; u_n — э. д. с. инвертора.

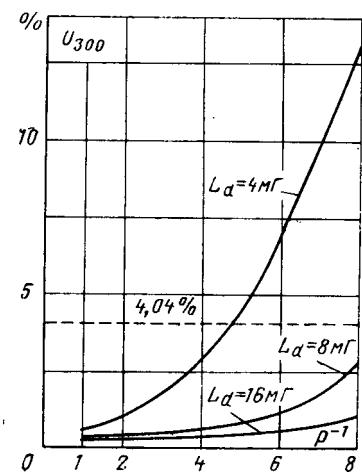
Алгебраические соотношения, определяющие параметры эквивалентного генератора, отражают дискретный характер процессов в выпрямителе.

Питающий трансформатор учитывался приведенными ко вторичной стороне индуктивностями рассеяния и активными сопротивлениями его обмоток, т. е. основные допущения связаны с введением ключевой модели вентилей, что вполне оправдано в области выходных частот СПЧ до 4 кГц, и пренебрежением намагничивающим током трансформатора.

Разработанные цифровые модели [Л. 3] позволили изучить взаимосвязь и взаимовлияние процессов в выпрямительном и инверторном звеньях СПЧ. Отдельные результаты цифрового моделирования приводятся ниже в виде графиков. Исследование проводилось на примере двух схем автономных инверторов: параллельного инвертора тока и схемы удвоения частоты с диодами встречного тока [Л. 3 и 4]. Обе эти схемы характеризуются как широким распространением в промышленности, так и тем, что они сочетают в себе основные особенности схем инверторов, работающих в апериодических или колебательных режимах. Рассматривалось питание этих схем от трехфазного мостового выпрямителя.

Характер взаимодействия выпрямительного и инверторного звеньев СПЧ в значительной степени определяется характером входного тока инвертора (выпрямленного тока) i_d . В случае работы преобразователя в режимах непрерывного входного тока дискретная природа выпрямителя проявляется относительно слабо и основными факторами, определяющими работу инвертора, являются пульсации и коммутационные скачки выпрямленного напряжения. Изменение гармонического состава входного тока для инверторов, работающих в апериодическом режиме, было рассмотрено на примере СПЧ с параллельным инвертором тока. В качестве конкретного примера был выбран преобразователь ТПЧ-800/1 (1 кГц, 800 кВт со входным дросселем $L_d=16$ мГ).

Рис. 1. Зависимость уровня действующего значения гармоники 300 Гц в составе выходного напряжения параллельного инвертора от нагрузки.



На рис. 1 представлены зависимости действующего значения гармоники с частотой 300 Гц в составе выходного напряжения. Нагрузка СПЧ характеризуется коэффициентом $p=P/P_{\text{ном}}$. Как видно величина пульсаций в выходном напряжении является функцией не только величины дросселя, но и мощности, отдаваемой преобразователем. Пульсация резко возрастает с разгрузкой преобразователя и при относительно малых индуктивностях дросселей (которые тем не менее обеспечивают апериодический режим инвертора) может превзойти уровень пульсаций выпрямителя, работающего на чисто активную нагрузку ($U_{300}=4,04\%$). Таким образом коэффициент передачи пульсаций k_f может меняться в широких пределах в зависимости от режима преобразователя. Еще более резко этот эффект проявляется для инверторов, работающих в колебательных режимах.

На рис. 2 представлены зависимости уровня действующего значения гармоники с частотой 300 Гц U_{300} в составе выходного напряжения СПЧ с инвертором по схеме удвоения частоты от нагрузки преобразователя для различных величин дросселей фильтра. Нагрузка преобразователя характеризуется безразмерным коэффициентом $k_H=L_H/L_k$ (где L_H — индуктивность настроенного нагрузочного

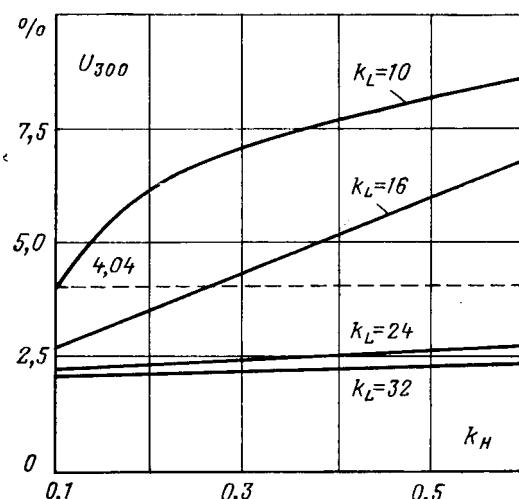


Рис. 2. Зависимость уровня действующего значения гармоники 300 Гц в составе выходного напряжения инвертора по схеме удвоения от нагрузки.

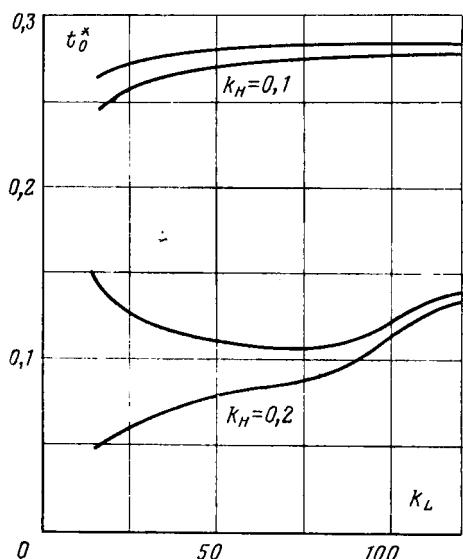


Рис. 3. Разброс времени запирания вентилями инвертора по схеме удвоения от величины индуктивности дросселя фильтра.

RLC -контура; L_k — суммарная коммутирующая индуктивность плеча инвертора), а величина индуктивности дросселя фильтра L_d — коэффициентом $k_L = L_d/L_k$.

Как можно видеть из рис. 2, при номинальной загрузке преобразователя ($k_H=0,1$) и $k_L=16$ коэффициент передачи k_f пульсаций с частотой 300 Гц составляет приблизительно 0,68. С разгрузкой преобразователя этот коэффициент сильно возрастает и при $k_H=0,6$ составляет уже 1,7, что соответствует усилению колебаний с частотой 300 Гц. Эффект увеличения k_f с разгрузкой преобразователя наблюдается и при больших k_L , но он слабо выражен.

Увеличение коэффициента передачи на частоте основной гармоники на первый взгляд определяется настройкой контура, образованного дросселем фильтра L_d и разделительным конденсатором C_p , однако варьирование величины $k_L=L_d$ показало значительное смещение частоты резонанса, определяемого загрузкой и режимом преобразователя.

Таким образом, использование при анализе работы звена постоянного тока СПЧ-характеристик, полученных для выпрямителей, работающих на активно-индуктивную нагрузку, ведет в большинстве случаев к значительному занижению величины пульсаций в кривой выходного напряжения. Эта величина является функцией как параметров фильтра, так и параметров режима работы инвертора.

Учет реальной картины работы выпрямителя, реальной формы выпрямленного напряжения приводит к существенным уточнениям характеристик инвертора, получаемых в предположении пи-

тания его от идеального источника тока или напряжения. Пульсация выпрямленного напряжения приводит к тому, что каждый период выходной частоты инверторной схемы отличается от соседних величиной начальных условий. Это неизбежно связано с тем, что основные характеристики работы инвертора изменяются от периода к периоду. Прежде всего это относится к такой важной величине, как время восстановления вентилем его запирающих свойств в прямом направлении (время запирания), которое не остается постоянным, а пульсирует, изменяясь на каждом периоде выходной частоты. На рис. 3 представлены кривые разброса времен запирания СПЧ с инвертором по схеме удвоения в зависимости от величины k_L для различных нагрузок. За единицу времени принят период задающей частоты инвертора. Как видно из рис. 3, этот разброс весьма значителен, особенно при недогрузках и малых входных дросселях. Зависимости относительной величины разброса времен запирания

$$\Delta t_0 = \frac{2(t_{0 \max} - t_{0 \min})}{t_{0 \max} + t_{0 \min}}$$

от нагрузки для СПЧ с параллельным инвертором приведены на рис. 4. Исследования показали, что в обоих случаях при условии неизменности вентильного режима инвертора можно принять, что $\Delta t_0 \equiv k_f$.

Следует отметить, что времена запирания, рассчитанные для схем инверторов, питающихся от идеального источника, всегда являются завышенными по сравнению с реальными величинами времени запирания. Этот факт необходимо учитывать при проектировании преобразователей. Естественно, что пульсация выпрямленного напряжения приводит к колебаниям всех величин токов и напряжений на элементах схемы, что особенно существенно в пусковых режимах.

Одной из основных особенностей преобразователей частоты, работающих на электротехнологическую нагрузку, является возможность широкого изменения выходной мощности преобразователя. Режимы, близкие к холостому ходу, возможны весьма часто и для преобразователей резонансного типа они не являются аварийными. В то же время преобразователь в этих режимах работает с прерывистыми входными токами инвертора. При этом дискретная природа процессов в управляемом выпрямителе проявляется наиболее ярко. Качественной особенностью подобных режимов является возможность возникновения субгармонических колебаний, т. е. пульсаций с частотами ниже частоты основной гармоники выпрямленного напряжения (300 Гц) при исходной симметрии импульсов управления и напряжения сети. Наряду с величиной индуктивности дросселя фильтра и нагрузкой преобразователя одним из основных факторов, определяющих возникновение субгармоник, является длительность импульсов управления тиристорами выпрямителя t_i .

На рис. 5 рассмотрен один из режимов работы СПЧ с инвертором по схеме удвоения частоты, при котором возможно возникновение субгармонических колебаний. Импульс управления на вентили выпрямителя приходит в момент t_1 и так как $u_d > u_n$, вы-

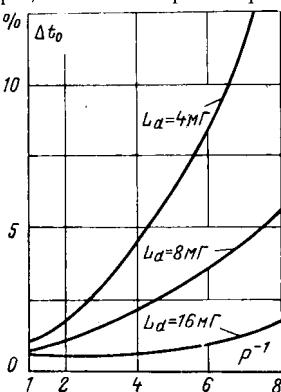


Рис. 4. Относительная величина разброса времени запирания вентилей в параллельном инверторе от нагрузки преобразователя

прямитель отпирается. Длительность интервала (t_1 ; t_2) протекания тока i_d определяется соотношением мощности, отдаваемой в нагрузку, и мощности, запасаемой в реактивных элементах схемы инвертора, т. е. в конечном счете нагрузкой преобразователя. При недогрузках последняя составляющая мощности преобладает, э. д. с. инвертора быстро растет и выпрямитель запирается до момента очередного прихода импульсов управления. В инверторе продолжаются колебания за счет запасенной реактивной энергии, при этом амплитуда э. д. с. постепенно уменьшается. Однако в момент t_3 прихода очередных импульсов управления на выпрямитель э. д. с. инвертора все еще велика, вследствие чего интервал протекания выпрямленного тока резко сокращается. Итог очередной попытки включения выпрямителя будет зависеть от того, насколько велика окажется амплитуда э. д. с. к этому моменту. Таким образом, возможно возникновение пульсаций с частотами 150, 100 и 50 Гц.

Очевидно, что для возбуждения субгармонических колебаний необходимо периодическое чередование совпадений и несовпадений интервалов подачи управляющих импульсов с интервалами $u_d > u_n$ (это условие неизбежно выполняется при достаточно коротких импульсах). В первом случае в инвертор передается относительно большая порция энергии, во втором — малая, либо вообще нулевая порция. С увеличением длительности импульсов управления t_i вероятность совпадения интервала их подачи с интервалом $u_d > u_n$ возрастает и выпрямитель переходит к режиму работы с нормальной периодичностью.

Интегральные зависимости коэффициента пульсаций от длительности импульсов управления $\theta_u = \omega_c t_i$ (ω_c — круговая частота питающей сети), полученные из анализа огибающих максимальных напряжений на вентилях инвертора, приведены на рис. 6. Расчеты проведены для преобразователя с $f_{\text{вых}}=4$ кГц; $k_h=2,2$; добротностью нагрузочного контура $Q=0,133$ и частотной расстройкой 0,28. Кривые 1, 2 и 3 соответствуют пульсациям с частотами 100, 150 и 300 Гц. Кривая 4 дает суммарную величину коэффициента пульсаций k на участке наложения колебаний с различными частотами.

Как видно из рис. 6, амплитуды субгармонических пульсаций весьма велики, пульсация частоты 300 Гц также превосходит каноническое значение, что согласуется с выводами, полученными для режима непрерывного входного тока инвертора. Приведенные характеристики имеют как участки скачкообразного, релейного изменения коэффициента пульсаций в зоне малых θ_u , так и участки более постепенного изменения k , которые аппроксимированы плавными кривыми ($\theta_u > 15^\circ$). Для рассмотренного режима зона существования субгармоник соответствует $0 < \theta_u \leq 30^\circ$.

Максимум коэффициента пульсаций по частоте 300 Гц $k_{300}=0,33$ соответствует $\theta_u \approx 21^\circ$. При этом на интервале подачи импульса управления возможны короткие паузы в токе i_d , не влияющие на общие энергетические соотношения. Поскольку при увеличении θ_u изменение условий зажигания (появление дополнительных участков $u_d > u_n$, на которых выпрямитель может отпереться) происходит

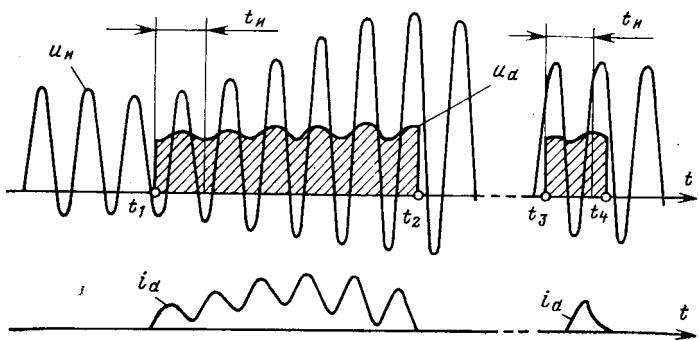


Рис. 5. Диаграмма субгармоник выходного тока выпрямителя при коротких импульсах управления.

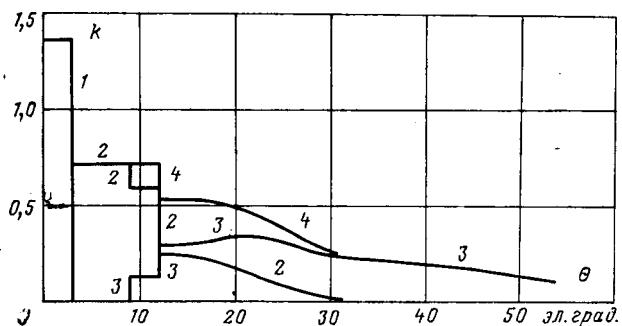


Рис. 6. Зависимость коэффициента пульсаций напряжения от длительности импульсов управления выпрямителем.
1 — $f=100$ Гц; 2 — $f=150$ Гц; 3 — $f=300$ Гц; 4 — k_L .

дискретно, зависимость $k=f(\theta_u)$ также носит дискретный характер.

Границы возможного изменения режима работы звена постоянного тока описываются уравнением

$$\theta_u = (0,5 + n)\theta_h \pm \Delta\theta,$$

где $\theta_h = \frac{\omega_c}{3f_{\text{вых}}}$ — шаг квантования в угловых единицах; $0 < \Delta\theta \leq \frac{\theta_h}{2}$ — неопределенность, обусловленная

отсутствием синхронизации импульсов управления тиристорами выпрямительного и инверторного звена и сдвигом момента подачи импульсов управления выпрямителем относительно начала интервала; $n = 0, 1, 2, \dots$

Увеличение индуктивности входного дросселя принципиально не меняет картину возникновения субгармонических колебаний, а также относительно слабо влияет на величину коэффициента пульсаций с субгармоническими частотами. С ростом k_L характеристики приобретают явно выраженный ступенчатый характер. Момент исчезновения субгармоник с ростом величины k_L смещается в сторону больших θ_u , достигая при $k_L=48-64$ величины $\theta_u=15^\circ$.

Весь диапазон работы СПЧ с инвертором по схеме удвоения можно условно разделить на несколько участков: 1) участок номинальных и средних нагрузок ($k_u \leq 0,6$), внутри которого субгармоники отсутствуют, хотя коэффициент пульсаций с частотой 300 Гц может быть много выше канонических 5,7%; 2) участок недогрузки ($0,6 \leq k_u \leq 2,6$), на котором в инверторе могут воз-

буждаться субгармонические колебания при коротких импульсах управления; следует отметить, что данный диапазон — это диапазон прерывистых токов выпрямителя, который для колебательных преобразователей начинается уже при тройной разгрузке; 3) участок, близкий к холостому ходу, в котором субгармонический режим возможен даже при длинных импульсах управления выпрямителем.

Перечисленные особенности характерны в первую очередь для всех разомкнутых типов инверторов, которые получили сегодня широкое распространение в диапазоне частот 2—8 кГц. Учет этих эффектов, особенно при проектировании систем управления выпрямительного звена преобразователя, необходим для повышения надежности и устой-

чивости их работы, что является необходимым условием повышения качества технологического процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лоскутов Е. Д. Исследование низкочастотной модуляции выходного напряжения преобразователей частоты. — Изв. ЛЭТИ, 1970, вып. 86.
- Альтшуль Р. А. Анализ переходных процессов в системе «выпрямитель — реактор — инвертор». — Изв. НИИПИТ, 1973, вып. 19.
- Гуревич С. Г., Корницкий И. А. Нелинейные эффекты в схемах вентильных преобразователей частоты. — Электричество, 1976, № 8.
- Слугоцкий А. Е., Гуревич С. Г., Васильев А. С. Новые схемы однофазных инверторов большой мощности для электротермии. — Электричество, 1971, № 1.

[09.02.79]



УДК 621.314.571.012.8.001.24

Схемы замещения автономных инверторов тока

МЕРАБИШВИЛИ П. Ф., канд. техн. наук

Москва

В связи с широким применением различных полупроводниковых преобразователей тока и частоты в технических системах требуется непрерывное совершенствование методов исследования стационарных и переходных электромагнитных процессов в вентильных цепях. Такие преобразователи часто представляют собой одно из основных звеньев сложной системы. Поэтому для анализа статических и динамических режимов работы всей системы в целом представляется удобным заменить нелинейную вентильную цепь (преобразователь) некоторой эквивалентной линейной электрической схемой замещения, что также позволяет сократить объем расчетных работ и вычислительных средств.

Как известно, статические преобразователи являются нелинейными цепями и содержат участки цепей с различной частотой. Поэтому определение их эквивалентных схем замещения представляет определенные трудности. Широко известны исследования А. А. Булгакова, А. В. Поссе, посвященные определению эквивалентных электрических схем замещения выпрямителей. Большое внимание уделяется также вопросам получения электрических схем замещения автономных инверторов [Л. 1—9]. Однако в известных работах рассматривается задача определения эквивалентных электрических схем замещения только со стороны цепи постоянного тока. Практический интерес представляет составление схем замещения не только со стороны цепи постоянного, но и со стороны цепи переменного тока.

В статье изложены вопросы получения схем замещения автономных инверторов тока при общих значениях параметров преобразователя как со стороны цепи постоянного, так и со стороны цепи переменного токов. Рассмотрим однофазные и трехфазные схемы автономных инверторов тока.

Однофазный автономный инвертор. Известно, что при определенных допущениях (ток дросселя непрерывен, коммутация вентилей синхронизирована) для универсальной научной библиотеки

нахождения входных и выходных токов и напряжений можно использовать следующую систему уравнений (рис. 1) [Л. 6 и 8]:

операторные уравнения со стороны постоянного и переменного токов

$$E(p) = I_d(p) Z_d(p) + U_1(p); \quad (1)$$

$$U_n(p) = I_n(p) Z_n(p); \quad (2)$$

уравнения связи

$$i_n(t) = \rho(t) i_d(t); \quad (3)$$

$$u_1(t) = \rho(t) u_n(t), \quad (4)$$

где $\rho(t)$ — коммутационная функция (единичная знакопеременная функция).

Для определения искомых величин и составления эквивалентных схем замещения необходимо решить систему (1) — (4). С этой целью согласно спектрально-операторному методу [Л. 6 и 8] уравнения связи (3) и (4) тоже выражают в операторной форме. Для этого коммутационную функцию заменяем разложением в ряд Фурье. В дальнейшем для сокращения записи будем использовать только основной гармоник коммутационной функции, что означает исследование процессов по усредненным значениям тока дросселя [Л. 8]. При необходимости полученные ниже результаты могут быть распространены на случай учета и других гармоник коммутационных функций. Заменяя $\rho(t)$ в (3) и (4) основной гармоникой и переходя к изображению Лапласа, получаем [Л. 8 и 10]:

$$I_n(p) = \frac{2}{\pi j} [I_d(p - j\omega_0) - I_d(p + j\omega_0)]; \quad (5)$$

$$U_1(p) = \frac{2}{\pi j} U_n(p - j\omega_0) - U_n(p + j\omega_0), \quad (6)$$

где ω_0 — частота выходного напряжения инвертора.

Решая системы операторных уравнений (1), (2), (5) и (6) относительно тока дросселя, получаем [Л. 6 и 8]:

$$I_d(p) = \frac{E(p)}{Z_d(p) + Z_{n,n}(p)}, \quad (7)$$

где $Z_{\text{з.н}}(p) = \frac{8}{\pi^2} \operatorname{Re} Z_{\text{n}}(p + j\omega_0)$ — сопротивление нагрузки, приведенное к стороне цепи постоянного тока.

Из (1) с учетом (7) следует:

$$U_1(p) = \frac{E(p)}{Z_{\text{з.с}}(p)} Z_{\text{з.н}}(p), \quad (8)$$

где $Z_{\text{з.с}}(p) = Z_d(p) + Z_{\text{з.н}}(p)$ — эквивалентное сопротивление инвертора со стороны цепи постоянного тока.

На основании аналитических выражений тока и напряжения инвертора со стороны цепи постоянного тока (7) и (8) составляется эквивалентную электрическую схему замещения инвертора (рис. 2). Найденная таким образом эквивалентная схема замещения однофазного инвертора со стороны цепи постоянного тока получена путем сведения цепи переменного тока к цепи постоянного тока при общих значениях параметров инвертора.

Теперь рассмотрим задачу определения схемы замещения инвертора со стороны цепи переменного тока. Из уравнения связи (3) (при учете только основной гармоники) можно написать, что

$$i_n(t) = I_{\max}(t) \sin \omega_0 t, \quad (9)$$

где $I_{\max}(t) = \frac{4}{\pi} i_d(t)$ — амплитудная огибающая выходного тока.

Соответственно

$$I_{\max}(p) = \frac{4}{\pi} I_d(p)$$

или с учетом (7)

$$I_{\max}(p) = \frac{E_m(p)}{Z_{\text{з.с}}(p)}, \quad (10)$$

где $E_m(p) = \frac{4}{\pi} E(p)$.

Подставляя (5) в (2), получаем, что напряжение нагрузки

$$U_n(p) = I_m [I_{\max}(p - j\omega_0)] Z_n(p). \quad (11)$$

Из (11) с учетом теоремы коммутативности преобразования Лапласа и символьических операций Re , Im и теоремы смещения в комплексной области [Л. 10] следует:

$$u_n(t) = \operatorname{Im} \{e^{j\omega_0 t} L^{-1} [I_{\max}(p) Z_n(p + j\omega_0)]\}. \quad (12)$$

Введем следующие обозначения:

$$U_r(p) = I_{\max}(p) Z_r(p); U_x(p) = I_{\max}(p) Z_x(p), \quad (13)$$

где $Z_r(p) = \operatorname{Re} Z_n(p + j\omega_0)$; $Z_x(p) = \operatorname{Im} Z_n(p + j\omega_0)$.

Тогда можем написать, что

$$\begin{aligned} L^{-1} [I_{\max}(p) Z_n(p + j\omega_0)] &= u_r(t) + j u_x(t) = \\ &= U_{\max}(t) e^{j\beta(t)}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $U_{\max}(t) = \sqrt{u_r(t)^2 + u_x(t)^2}$ — амплитудная огибающая напряжения; $\beta(t) = \operatorname{arctg} \frac{u_x(t)}{u_r(t)}$ — фазовая функция.

Отметим, что операции Re и Im в (11) — (13) и дальнейшем берутся только по отношению к j .

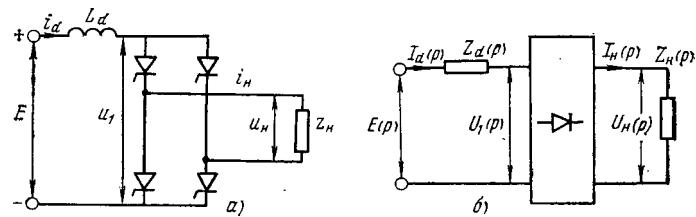


Рис. 1. Принципиальные схемы однофазного автономного инвертора тока.
а — электрическая; б — структурная схема.

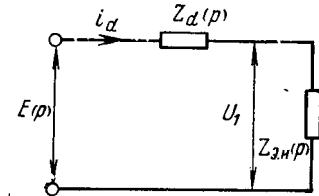


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема замещения автономных инверторов со стороны цепи постоянного тока.

Подставляя (14) в (12), окончательно получаем:

$$u_n(t) = U_{\max}(t) \sin [\omega_0 t + \beta(t)]. \quad (15)$$

Если (10) подставить в (13), получим:

$$U_r(p) = \frac{E(p) Z_r(p)}{Z_1(p) + Z_r(p)}, \quad U_x(p) = \frac{E(p) Z_x(p)}{Z_2(p) Z_x(p)}, \quad (16)$$

где $Z_1(p) = Z_{\text{з.с}}(p) - Z_r(p)$; $Z_2(p) = Z_{\text{з.с}}(p) - Z_x(p)$.

Операторные выражения (10), (13) — (16) позволяют составить эквивалентные электрические схемы замещения для огибающих выходных тока (рис. 3, а) и напряжения (рис. 3, б).

Для получения эквивалентной электрической схемы замещения инвертора со стороны цепи переменного тока для мгновенных значений переменных необходимо цепь постоянного тока свести к цепи переменного тока. Иными словами в этом случае необходимо решить исходную систему уравнений (1) — (4) относительно переменных тока и напряжений. Для этого воспользуемся уже полученным решением (7) и уравнениями связи (5) и (6). Заменяя p в (7) на $p \pm j\omega_0$ и подставляя полученные выражения в (5), получаем, что выходной ток

$$I_n(p) = \frac{4}{\pi} \operatorname{Im} \left[\frac{E(p - j\omega_0)}{Z_{\text{з.с}}(p - j\omega_0)} \right]. \quad (17)$$

Если учесть, что в общем случае напряжение питания $E = \text{const}$ и $E(p) = E/p$, то из (17) имеем:

$$I_n(p) = E_m \frac{p Z_{\text{з.с}}(p) + \omega_0 Z_{\text{з.с}}(p)}{(p^2 + \omega_0^2) Z_{\text{з.с}}^2}, \quad (18)$$

где $Z_{\text{з.с}}(p) = \operatorname{Re} Z_{\text{з.с}}(p + j\omega_0)$; $Z_{\text{з.с}}(p) = \operatorname{Im} Z_{\text{з.с}}(p + j\omega_0)$; $Z_{\text{з.с}}^2 = [Z_{\text{з.с}}(p)]^2 + [Z_{\text{з.с}}(p)]^2$.

Выражение (18) можно переписать таким образом:

$$I_n(p) = \frac{E_1(p)}{Z_{\text{с.1}}(p)} + \frac{E_2(p)}{Z_{\text{с.2}}(p)} = I_1(p) + I_2(p), \quad (19)$$

где

$$E_1(p) = E_m \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}; \quad E_2(p) = \frac{p}{p^2 + \omega_0^2};$$

$$Z_{\text{с.1}}(p) = Z_{\text{з.с}}^2 / Z_{\text{з.с}}(p); \quad Z_{\text{с.2}}(p) = Z_{\text{з.с}}^2 / Z_{\text{з.с}}(p).$$

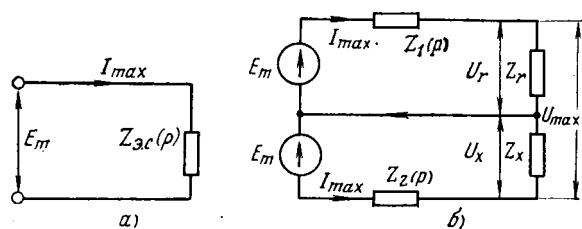


Рис. 3. Эквивалентные электрические схемы замещения инверторов для огибающих тока (а); тока и напряжения (б).

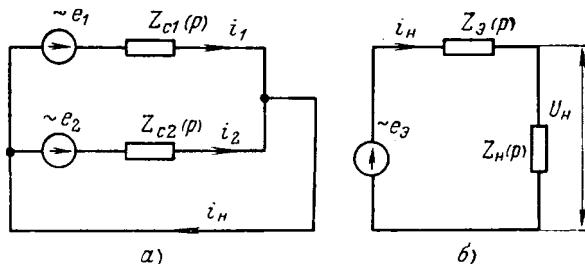


Рис. 4. Эквивалентные электрические схемы замещения однофазного инвертора со стороны цепи переменного тока.
— а — для тока; б — для тока и напряжения.

Из (19) следует:

$$I_h(p) = \frac{E_s(p)}{Z_{c_3}(p) + Z_h(p)}, \quad (20)$$

где

$$E_s(p) = E_{m1} \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}; \quad Z_{c_3}(p) = Z_{c_4}(p) - Z_h(p);$$

$$Z_{c_4}(p) = Z_s^2 / [pZ_{sx}(p) + \omega_0 Z_{sr}(p)]; \quad E_{m1} = E_{m1} / \omega_0.$$

На основании выражений (19) и (20) составляем эквивалентные электрические схемы замещения инвертора для выходных тока (рис. 4, а) и напряжения (рис. 4, б).

Таким образом, получены эквивалентные электрические схемы замещения однофазного инвертора как со стороны цепи постоянного, так и со стороны цепи переменного тока. Зная все параметры исходной схемы автономного инвертора, по полученным выше выражениям можно определить все параметры эквивалентных схем замещения.

Трехфазный автономный инвертор. С целью определения входных и выходных токов и напряжений в рассматриваемой схеме трехфазного автономного инвертора тока (рис. 5) можно составить следующую систему уравнений [Л. 6 и 8]:

уравнения со стороны постоянного и переменного токов

$$E(p) = I_d(p)Z_d(p) + u_1(p); \quad (21)$$

$$u_k(p) = I_k(p)Z_k(p), \quad k = a, b, c; \quad (22)$$

уравнения связи

$$i_k(t) = \rho_k(t) i_d(t); \quad (23)$$

$$u_1(t) = \sum_k \rho_k(t) u_k(t), \quad k = a, b, c, \quad (24)$$

где $\rho_k(t)$ — коммутационные функции.

Для определения неизвестных величин и построения эквивалентных схем замещения необходимо решить систему уравнений (21) — (24). Для этого уравнения (23) и (24) выражаются тоже в операторной форме. С этой целью заменим коммута-

ционные функции в (23) и (24) рядами Фурье и перейдем к изображению Лапласа (при учете основных гармоник):

$$I_k(p) = \frac{\sqrt{3}}{\pi j} [I_d(p - j\omega_0) e^{-j\varphi_k} - I_d(p + j\omega_0) e^{j\varphi_k}]; \quad (25)$$

$$U_1(p) = \frac{\sqrt{3}}{\pi j} \sum_k [U_k(p - j\omega_0) e^{-j\varphi_k} -$$

$$- U_k(p + j\omega_0) e^{j\varphi_k}], \quad k = a, b, c; \quad \varphi_a = 0; \quad \varphi_b = \frac{2\pi}{3};$$

$$\varphi_c = -\frac{2\pi}{3}. \quad (26)$$

Решая полученную систему операторных уравнений относительно тока дросселя, получаем [Л. 6 и 8]:

$$I_d(p) = \frac{E(p)}{Z_d(p) + Z_{s,h}(p)}, \quad (27)$$

где $Z_{s,h}(p) = \frac{6}{\pi^2} \sum_k \operatorname{Re} Z_k(p + j\omega_0)$ — эквивалентное сопротивление нагрузки трехфазного инвертора со стороны цепи постоянного тока.

Принимая, что нагрузка по фазам симметрична, имеем:

$$Z_{s,h}(p) = \frac{18}{\pi^2} \operatorname{Re} Z_h(p + j\omega_0).$$

Из (21) с учетом (27) находим выражение для напряжения на входе вентильного устройства:

$$U_1(p) = \frac{E(p) Z_{s,h}(p)}{Z_{s,c}(p)}, \quad (28)$$

где $Z_{s,c}(p) = Z_d(p) + Z_{s,h}(p)$ — эквивалентное сопротивление схемы преобразователя со стороны цепи постоянного тока.

На основании выражений (27) и (28) составляем эквивалентную электрическую схему замещения трехфазного инвертора со стороны цепи постоянного тока¹ (рис. 2).

¹ Для однофазных и трехфазных инверторов эти схемы совпадают.

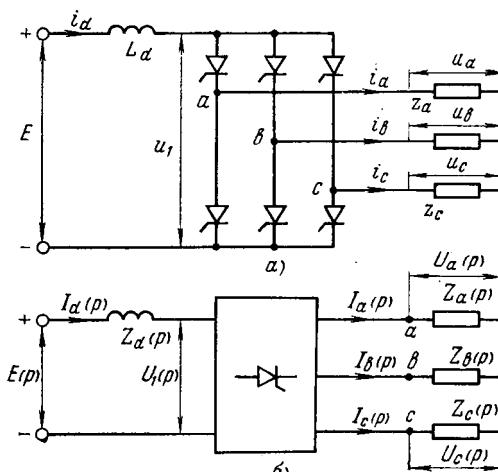


Рис. 5. Принципиальная схема трехфазных инверторов тока.
— а — электрическая; б — блок-схема.

Теперь найдем эквивалентную электрическую схему замещения инвертора со стороны цепи переменного тока. Из уравнения связи (23) можно написать [Л. 8]:

$$i_k(t) = I_{\max}(t) \sin(\omega_0(t) - \varphi_k),$$

где $I_{\max}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d(t)$ — амплитуда фазных токов.

Следовательно,

$$I_{\max}(p) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d(p)$$

или с учетом (27)

$$I_{\max}(p) = \frac{E_m(p)}{Z_{\text{e.c}}(p)}, \quad (29)$$

где $E_m(p) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E(p)$.

Из (22) с учетом (25) получаем выражение для напряжения на выходе инвертора

$$U_k(p) = \text{Im}[I_{\max}(p - j\omega_0) e^{-j\varphi_k}] Z_k(p), \quad k = a, b, c. \quad (30)$$

Из (30) с учетом теоремы коммутативности преобразования Лапласа и операций Re , Im , а также теоремы смещения в комплексной области [Л. 10] следует:

$$u_k(t) = \text{Im}\{e^{j(\omega_0 t - \varphi_k)} L^{-1}[I_{\max}(p) Z_k(p + j\omega_0)]\}. \quad (31)$$

Введем обозначения:

$$I_{\max}(p) Z_k(p + j\omega_0) = u_{rk}(p) + jU_{xk} p, \quad k = a, b, c,$$

где

$$\left. \begin{array}{l} U_{rk}(p) = I_{\max}(p) Z_{rk}(p); \\ U_{xk}(p) = I_{\max}(p) Z_{xk}(p); \\ Z_{rk}(p) = \text{Re } Z_k(p + j\omega_0); \\ Z_{xk}(p) = \text{Im } Z_k(p + j\omega_0), \end{array} \right\} \quad (32)$$

тогда

$$L^{-1}[I_{\max}(p) Z_k(p + j\omega_0)] = U_{k\max}(t) e^{j\beta_k(t)}, \quad (33)$$

где $U_{k\max}(t) = \sqrt{u_{rk}(t)^2 + U_{xk}(t)^2}$ — амплитудная огибающая напряжений k -й фазы; $\beta_k(t) = \arctg \frac{U_{xk}(t)}{u_{rk}(t)}$ — фазовая функция.

Из подстановки (33) в (31) следует:

$$u_k(t) = U_{k\max}(t) \sin[\omega_0 t + \beta_k(t) - \varphi_k], \quad k = a, b, c. \quad (34)$$

Уравнения (32) с учетом (27) и (29) можно переписать таким образом:

$$\begin{aligned} u_{rk}(p) &= \frac{E(p) Z_{rk}(p)}{Z_{1k}(p) + Z_{2k}(p)}; \\ U_{xk}(p) &= \frac{E(p) Z_{xk}(p)}{Z_{2k}(p) + Z_{xk}(p)}, \end{aligned} \quad (35)$$

где $Z_{1k}(p) = Z_{\text{e.c}}(p) - Z_{rk}(p)$; $Z_{2k}(p) = Z_{\text{e.c}}(p) - Z_{xk}(p)$.

При симметричной нагрузке

$$U_{mk}(t) = U_{\max}(t); \quad u_{rk}(t) = u_r(t); \quad U_{xk}(t) = U_x(t).$$

На основании аналитических выражений переменных токов и напряжений (29), (34), (35) со-
вологодская областная универсальная научная библиотека

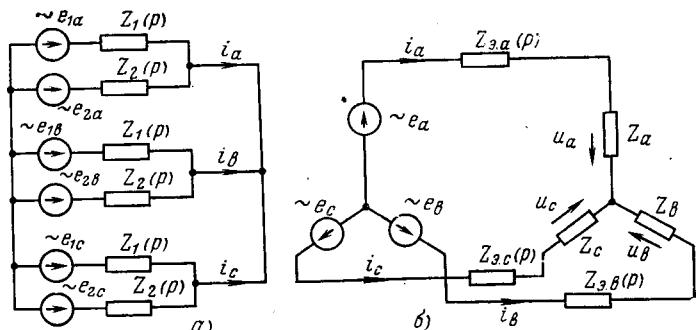


Рис. 6. Эквивалентные электрические схемы замещения трехфазных инверторов со стороны цепи переменного тока.
а — для токов; б — для токов и напряжений.

ставляем эквивалентные электрические схемы замещения трехфазного инвертора для огибающих выходных токов (рис. 3, а) и напряжений (рис. 3, б) инвертора.

Для определения схемы замещения инвертора по мгновенным значениям переменных необходимо решить систему уравнений (21), (22), (25) и (26) относительно выходных токов и напряжений. С этой целью воспользуемся уже полученным решением (27). Заменяя p в (27) на $p \pm j\omega_0$ и подставляя полученное выражение в (25), получаем:

$$I_k(p) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \text{Im}\left[\frac{E(p - j\omega_0)}{Z_{\text{e.c}}(p - j\omega_0)} e^{-j\varphi_k}\right]. \quad (36)$$

С другой стороны, учитывая, что напряжение источника питания инвертора $E = \text{const}$; $E(p) = \frac{E}{p}$, выражение (36) можно переписать:

$$\begin{aligned} I_k(p) &= E_m \frac{(\omega_0 \cos \varphi_k - p \sin \varphi_k) Z_{\text{e.r}}(p) +}{Z_{\text{e.s}}^2(p^2 +)} \\ &\rightarrow \frac{+ (p \cos \varphi_k + \omega_0 \sin \varphi_k) Z_{\text{e.x}}(p)}{+ \omega_0^2}, \end{aligned} \quad (37)$$

где $Z_{\text{e.s}}^2 = [Z_{\text{e.r}}(p)]^2 + [Z_{\text{e.x}}(p)]^2$; $Z_{\text{e.r}}(p) = \text{Re } Z_{\text{e.c}}(p + j\omega_0)$; $Z_{\text{e.x}}(p) = \text{Im } Z_{\text{e.c}}(p + j\omega_0)$; $\varphi_a = 0$; $\varphi_b = -\varphi_c = 2\pi/3$.

Из (37) получаем следующие операторные выражения фазных токов инвертора:

$$I_k(p) = \frac{E_{1k}(p)}{Z_1(p)} + \frac{E_{2k}(p)}{Z_2(p)} = I_{1k}(p) + I_{2k}(p), \quad k = a, b, c. \quad (38)$$

где $Z_1(p) = Z_{\text{e.s}}^2 / Z_{\text{e.r}}(p)$; $Z_2(p) = Z_{\text{e.s}}^2 / Z_{\text{e.x}}(p)$; $E_{1k}(p)$; $E_{2k}(p)$; $E_{1k}(p)$; $E_{2k}(p)$ — операторные выражения симметричных трехфазных синусоидальных и косинусоидальных напряжений.

Таким образом, как это видно из уравнений (38), фазные токи инвертора можно сформулировать с помощью двух трехфазных симметричных синусоидальных и косинусоидальных источников. Эквивалентная электрическая схема замещения, соответствующая выражениям (38), приведена на рис. 6, а. Эту схему можно упростить, если перей-

ти на одну систему питания. Для этого уравнение (37) можно переписать в следующем виде:

$$I_k(p) = \frac{E_k(p)}{Z_{sk}(p) + Z_k(p)}, \quad k = a, b, c, \quad (39)$$

где

$$E_k(p) = E_m \frac{\omega_0 \cos \varphi_k - p \sin \varphi_k}{p^2 + \omega_0^2};$$

$$Z_{sk}(p) = Z_s(p) - Z_k(p);$$

$$Z_s(p) = Z_s^2 / [Z_{sr}(p) + \omega_k Z_{sk}(p)];$$

$$\omega_k = (p \cos \varphi_k + \omega_0 \sin \varphi_k) / (\omega_0 \cos \varphi_k - p \sin \varphi_k);$$

$$\varphi_a = 0; \quad \varphi_b = -\varphi_c = \frac{2\pi}{3}; \quad E_m = \frac{2V\sqrt{3}}{\pi} E.$$

По выражению (39) можно составить электрическую схему замещения инвертора (рис. 6,б). Зная все параметры преобразователя, по полученным выше выражениям можно определить параметры эквивалентных схем замещения трехфазного инвертора.

Выводы. 1. Спектрально-операторный метод анализа вентильных преобразователей позволяет найти операторное выражение электрических величин как на стороне постоянного, так и на стороне переменного тока, что позволяет определить соответствующие эквивалентные электрические схемы замещения однофазных и трехфазных инверторов.

2. Полученные эквивалентные схемы замещения автономных инверторов являются линейными электрическими цепями и удобны для анализа электромагнитных процессов как со стороны постоянного,

так и со стороны переменного токов. Для реализации эквивалентных линейных схем замещения могут быть использованы физические или аналоговые модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г., Придатков А. Г. Некоторые вопросы регулирования автономных инверторов. — Электричество, 1965, № 11, с. 56—59.
2. Гончаров Ю. П., Дегтярев Е. Н. Схема замещения инвертора тока при несимметричной нагрузке. — Вестник ХПИ. Преобразовательная техника, 1967, вып. 2, № 16 (64), Харьков, с. 36—43.
3. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970. — 198 с.
4. Седов Л. Н. Автономный инвертор тока как звено САР с модуляцией. — Электротехника, 1971, № 5, с. 3—4.
5. Толстов Ю. Г. К анализу переходного процесса автономного инвертора тока. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 6, с. 56—67.
6. Мерабишили П. Ф. Исследование тиристорных преобразователей автономных инверторов тока как элементов автоматики. — В кн.: Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике. Материалы I Всесоюзного научно-технического совещания. — М.: ЭНИН, 1972, вып. 2, с. 44—60.
7. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением/ Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова, В. А. Чванов и др. — М.: Энергия, 1972. — 152 с.
8. Толстов Ю. Г., Мерабишили П. Ф. Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным значениям. — Электричество, 1973, № 7, с. 46—51.
9. Антонов Б. М., Случанко Е. И. Методика исследования вентильных преобразователей при ненулевых начальных условиях. — Электричество, № 3, 1980, с. 19—24.
10. Горднер М. Ф., Бернс Д. Л. Переходные процессы в линейных системах. — М.: Энергия, 1961. — 552 с.

{23.07.79}



ВНИМАНИЮ

руководителей организаций и предприятий

В Энергоиздате (б. изд-во «Энергия») в марте 1981 г. выходит бланк-заказ на плакаты по экономии тепловой и электрической энергии. Они призывают экономить электроэнергию, топливо и показывают средства их рационального расходования.

Бланк-заказ высылается издательством бесплатно по запросам организаций. В нем приведен полный перечень плакатов, указаны условия их получения и порядок оформления заказов.

За получением бланк-заказа следует обращаться по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоиздат, Отдел распространения. Телефон для справок: 234-39-27.

СВОЕВРЕМЕННО ОФОРМЛЯЙТЕ ЗАКАЗЫ

Из опыта работы

УДК 538.311.001.57

Моделирование электрических полей изоляционных промежутков электротехнических устройств методом электростатической индукции

БЕРЕЗОВ В. А., ИВАНОВ С. А.

При разработке различных электротехнических устройств одной из основных задач проектирования является уменьшение изоляционных расстояний при заданной надежности. Решение этой проблемы тесно связано с исследованием электрических полей в изоляционных промежутках между токоведущими и заземленными частями конструкции. Различные характеристики поля по существу позволяют либо оценить электрическую прочность промежутков при известной допускаемой напряженности, либо проводить выбор последних методом перебора вариантов.

Электрические поля реальных изоляционных промежутков в большинстве случаев являются трехмерными. Аналитическое исследование таких полей обычно связано с серьезными математическими трудностями. Применение приближенных методов расчета трехмерных полей сложной конфигурации ограничивается трудоемкостью разработки численных алгоритмов, а также сравнительно небольшим объемом памяти используемых для расчетов ЦВМ.

В этой ситуации целесообразно применять экспериментальные методы исследования полей, в частности, метод электростатической индукции [Л. 1]. Этот метод пригоден главным образом для моделирования трехмерных электрических полей, удовлетворяющих уравнению Лапласа при граничных условиях первого рода, не требует внешних источников моделируемого поля и позволяет сравнительно просто определять потенциал и компоненты напряженности поля. Отсутствие какой-либо искусственной среды дает возможность естественным образом моделировать поля в средах большой протяженности.

Основы метода электростатической индукции. Метод электростатической индукции — аналоговый метод моделирования физических полей базируется на известной теореме Шокли — Рамо [Л. 2 и 3], из которой следует, что при помещении в точку $P(x, y, z)$ произвольной системы заземленных электродов точечного заряда q_0 , наведенный на k -м электроде заряд

$$q_{hk} = -q_0 \varphi_k(x, y, z), \quad (1)$$

где $\varphi_k(x, y, z)$ — коэффициент пропорциональности, который по условию теоремы Шокли — Рамо может быть определен как потенциал поля в точке $P(x, y, z)$, который возникает в данной системе электродов, если на k -й электрод подать безразмерный единичный потенциал, остальные электроды заземлить, а заряд удалить из системы на бесконечное расстояние.

Из (1) видно, что при $q_0 = \text{const}$ наведенный заряд q_{hk} является аналогом потенциала поля в точке нахождения заряда. Эту аналогию можно использовать для моделирования лапласовских полей, если между моделью и натурой установить геометрическое подобие. Если точечный заряд q_0 движется относительно системы электродов со скоростью v , то координаты x, y, z будут зависеть от времени, а в цепи k -го электрода потечет наведенный ток

$$I_{hk} = \frac{dq_{hk}}{dt} = -q_0 v \operatorname{grad}_v \varphi(x, y, z), \quad (2)$$

где $\operatorname{grad}_v \varphi(x, y, z)$ — компонента градиента потенциала, взятая в направлении движения заряда.

Таким образом, вводя в межэлектродное пространство модели, геометрически подобной исследуемой системе электро-

дов, заряд q_0 можно, измеряя значение наведенного на k -м электроде заряда q_{hk} или тока I_{hk} , определять потенциал или любую компоненту его градиента при граничных условиях, устанавливаемых теоремой Шокли — Рамо. Последняя ограничивает величины безразмерных потенциалов электродов значениями 0 и 1. Это ограничение легко устраняется, если поле многоэлектродной системы рассматривать как суперпозицию парциальных полей, создаваемых потенциалами отдельных электродов:

$$Q(x, y, z) = \sum_{k=1}^N a_k q_{hk} = -q_0 \sum_{k=1}^N a_k \varphi_k(x, y, z) = -q_0 \varphi(x, y, z).$$

Величина $Q(x, y, z)$ при $q_0 = \text{const}$ пропорциональна безразмерному потенциалу $\varphi(x, y, z)$, удовлетворяющему уравнению Лапласа, и на поверхностях электродов принимает постоянные значения $a_k (k=1, 2, \dots, N)$.

На основе изложенных представлений о наведенных зарядах и токах рассмотрим принципы реализации метода электростатической индукции. Модель представляет собой расположенную в воздухе систему электродов, воспроизводящую в соответствующем масштабе граничные поверхности оригинала. Реализация кусочно-однородной среды в модели осуществляется введением кусочно-однородных диэлектриков с нужным распределением диэлектрической проницаемости.

В воздушное пространство между электродами вводится небольших размеров заряженный зонд, который можно трактовать как точечный заряд q . В качестве зондов используются кусочки диэлектриков обычно в виде шариков, которым тем или иным способом сообщен статический заряд [Л. 1 и 4]. Шарики закрепляются на держателях из материалов с отно-

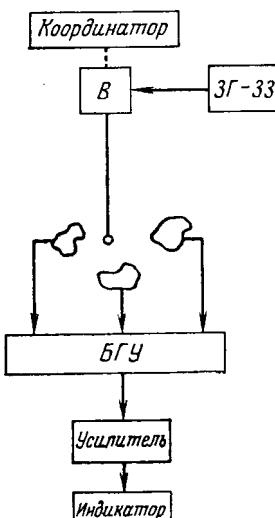


Рис. 1.

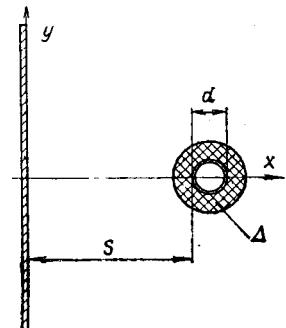


Рис. 2.

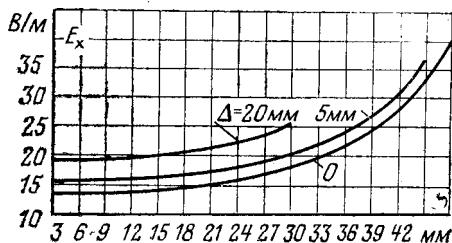


Рис. 3.

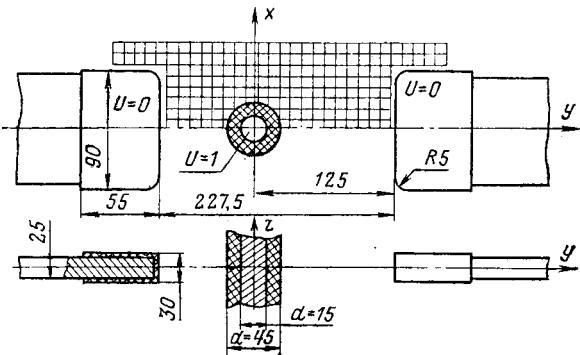


Рис. 4.

сительно малым значением диэлектрической проницаемости, так что искажение поля за счет держателя зонда невелико. Помимо этого применяются проводящие зонды с экранированным подводящим проводником, питаемым от генератора звуковой частоты. Но выводные проводники таких зондов искажают электрическое поле. Однако как показали предварительные исследования, степень искажения определяется соотношением между диаметрами зонда (металлического шарика) и экрана и может быть сделана достаточно малой.

Для определения компонент напряженности поля удобен вибрирующий зонд. Так, вибрация диэлектрического зонда в направлениях x и y с разными фазами и частотой ω , а в направлении z с частотой Ω приводит к появлению наведенного тока

$$i_N(t) = -q \left[R \frac{\partial \phi}{\partial x} \cos \omega t - v \omega \frac{\partial \phi}{\partial y} \sin \omega t + A \Omega \frac{\partial \phi}{\partial z} \cos \Omega t \right]. \quad (3)$$

где R , v , A — амплитуды колебаний зонда по координатам x , y , z соответственно.

Из (3) следует возможность одновременного определения всех ортогональных компонент градиента потенциала путем выделения отдельных составляющих наведенного тока при помощи частотной и фазовой селекции. Этот же зонд может быть использован для нахождения потенциала поля, что, однако, требует измерения наведенного заряда и связано с известными техническими трудностями.

Анализ подвижного проводящего зонда с переменным зарядом (зонд, питаемый от генератора звуковой частоты), изменяющимся с частотой $\omega' \gg \Omega$ и Ω позволяет записать выражение

$$i_h(t) = q \omega' \left[\phi(x, y, z) + R \frac{\partial \phi}{\partial x} \sin \omega' t + v \frac{\partial \phi}{\partial y} \cos \omega' t + A \frac{\partial \phi}{\partial z} \sin \Omega t \right] \cos \omega' t, \quad (4)$$

где q — амплитуда заряда зонда.

Из (4) вытекает, что ток, наведенный подвижным проводящим зондом с переменным зарядом, содержит также информацию о потенциале исследуемого поля, который легко может быть измерен [Л. 5].

Задание безразмерных значений потенциалов электродов осуществляется путем подключения к электродам модели соответствующих резисторов, которые обеспечивают деление наведенных токов и их суммирование.

Примеры задач, решаемых с помощью электростатических моделей.

Измерение требуемых характеристик поля проводилось на моделирующей установке, структурная схема которой изображена на рис. 1. Основными ее элементами являются: координатор, заряженный зонд, модель электродной системы, блок задания граничных условий БГУ и индикаторы.

Установка работает следующим образом: вибратор B , возбужденный от звукового генератора, заставляет заряженный диэлектрический зонд совершать колебательное движение с частотой ω . В результате в цепи электродов модели возникает наведенный ток, текущий через резисторы блока граничных условий. Действующее на выходе БГУ напряжение оказывается пропорциональным компоненте напряженности поля, в направлении которой колеблется зонд. Ориентируя плоскость колебаний зонда по координатам x , y и z , можно получать соответствующие значения составляющих напряженности (E_x , E_y и E_z).

Экспериментально определялась напряженность электрического поля изоляционного промежутка «отвод высокого напряжения — заземленная плоскость», часто встречающегося в установках высокого напряжения. Эта задача кроме практического значения интересна тем, что позволяет сопоставить результаты эксперимента с точным аналитическим решением в случае однородной среды. Модель (рис. 2) представляла собой цилиндр (отрезок стальной трубы диаметром $d=20$ мм и высотой 250 мм), который располагался на расстоянии $S=50$ мм от заземленной пластины. На цилиндр подавался безразмерный единичный потенциал. Для получения кусочно-однородной среды в модели использовались полые фторопластовые цилиндры с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2$ и толщиной стенок $\Delta=5$ мм и $\Delta=20$ мм, наложенные на стальную трубу. Указанное соотношение проницаемостей характерно для изоляционных сред «трансформаторное масло — пропитанная бумага».

Реализация такой среды в электролитической ванне или на электропроводной бумаге сопряжена с известными трудностями создания областей с различными значениями проводимости. Искусственные приемы, с помощью которых можно преодолеть возникающие трудности, приводят к усложнению либо самих моделей, либо методики эксперимента [Л. 6]. Однако если неоднородная среда создана, измерение характеристик поля можно проводить во всех точках модели. В методе электростатической индукции нет трудностей при создании самой среды, но из-за технических сложностей введения зонда в диэлектрики область измерения ограничивается, как правило, воздушным промежутком модели.

Ниже представлены результаты моделирования поля в однородной среде, а также значения напряженностей, определенных по точной формуле:

x , мм	0	3	6	9	12	15	18	21	24
E_x , В/м	13,69	13,74	13,84	14,02	14,48	14,64	15,10	15,68	16,41
E_y , В/м	13,3	13,4	13,5	13,7	14,1	14,3	14,8	15,4	16,3
δ , %	-3	-2,5	-2,5	-2,3	-2,6	-2,4	-2	-2	-0,7
x , мм	27	30	33	36	39	42	45	48	50
E_x , В/м	17,32	18,47	19,93	21,82	24,32	27,76	32,74	40,50	48,69
E_y , В/м	17,2	18,3	19,8	21,6	24,2	27,1	32,9	39,2	—
δ , %	-0,7	+1	-0,7	-1	-1	-2,4	+0,5	-3,0	—

Из анализа приведенных данных следует, что точность определения напряженности достаточно высока — относительная погрешность не превышает 4%. Результаты моделирования полей с учетом кусочно-однородной среды приведены на рис. 3, на котором для сравнения нанесена также зависимость напряженности поля в исследуемом промежутке в случае однородной среды. Анализ кривых рис. 3 показывает, что при увеличении толщины изоляции отвода напряженность в масляном промежутке увеличивается.

В качестве примера определения составляющих напряженностей трехмерного электрического поля исследовалось поле зазора прессующего кольца с несимметрично расположенным

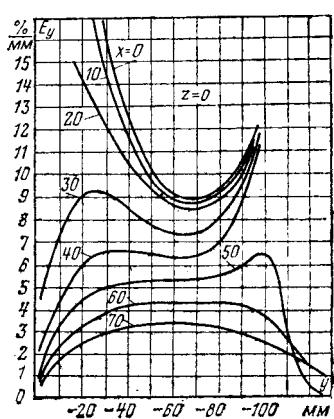


Рис. 5.

женным отводом обмотки высокого напряжения. Эта изоляционная конструкция часто встречается в трансформаторах и исследование поля в ней представляет практический интерес.

Изоляция торцов прессующего кольца и отвода воспроизводилась соответственно с помощью наконечников и цилиндра, выполненных из фторопластика с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2$. Определялась напряженность трехмерного поля в области, указанной на рис. 4 в виде сетки. Находилось распределение компонент в плоскостях, параллельных плоскости xy . В качестве иллюстрации на рис. 5 представлены кривые распределения одной из составляющих напряженности поля для различных значений x .

Выводы. 1. Обоснована целесообразность применения метода электростатической индукции для изучения распределения трехмерных электрических полей изоляционных промежутков электротехнических устройств и приведены результаты исследований этим методом полей конкретных изоляционных промежутков.

2. Возможность изготовления зондов, практически не исказжающих структуру поля, простота моделей, наглядность процесса моделирования позволяют с достаточной для практики точностью определять предлагаемым методом требуемые характеристики трехмерных электрических полей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Герштейн Г. М. Моделирование полей методом электростатической индукции. — М.: Наука, 1970.
- Shoely W. Currents to conductors induced by a moving point charge. — Journ. appl. phys., 1938, № 9.
- Ramo S. On currents induced by electron motion. — Proc. IRE, 1939, vol. 27, № 9.
- Седин В. А., Яровой Г. П. Шариковые электретные зонды с монополярным зарядом. — В кн.: Вопросы электрического моделирования полей — Саратов: изд. Саратовского государственного ун-та, 1971, вып. 3.
- Бабин Ю. Я., Березов В. А., Шехтман Л. А. Одновременное определение потенциала и его производных при моделировании плоских полей с распределенными источниками методом электростатической индукции. — ЖТФ, 1975, т. 45, № 3.
- Тетельбаум И. М., Тетельбаум Я. И. Модели прямой аналогии. — М.: Наука, 1979.

[07.07.80]



УДК 621.317.8

Исследование резонансно-параметрического измерительного преобразователя частоты

ЛОКАРЕВ В. И.

Николаевский кораблестроительный институт

Важным направлением совершенствования различных устройств автоматики энергосистем является уменьшение числа элементов. В предельном случае — это создание универсального, многофункционального, базового элемента для построения большинства или всех устройств. При решении этой задачи перспективным представляется резонансно-параметрический элемент (РПЭ), состоящий из простейшего одноконтурного параметрического усилителя, преобразователя частоты вдвое (делителя или умножителя) и фазоповоротного устройства. Преобразователь частоты вдвое необходим для обеспечения условия $f_m = 2f_c$ (f_m — частота модуляции (накачки) реактивного параметра; f_c — частота входного сигнала усилителя) или приближения к нему.

В зависимости от режима параметрического усилителя, вида его связей с источниками питания, начального фазового сдвига РПЭ может выполнять различные функции. Так, при работе параметрического усилителя в асинхронном режиме, когда каждая из его цепей (сигнала и накачки) связана с одним из синхронизируемых генераторов, РПЭ служит в качестве измерительного элемента устройства точной автоматической синхронизации [Л. 1]. Если параметрический усилитель работает в синхронном режиме, т. е. его цепи связаны с разными источниками одинаковой частоты, РПЭ становится фазочувствительным. В зависимости от начального фазового сдвига, устанавливаемого фазоповоротным устройством он может выполнять функции измерительного преобразователя активного или реактивного тока [Л. 2].

При работе параметрического усилителя в синхронном режиме, когда как цепь сигнала, так и цепь накачки подключены к одному и тому же источнику питания, РПЭ проявляет частотную чувствительность. В этом случае он может быть использован как измерительный преобразователь частоты [Л. 3].

Структурная и принципиальная схемы РПЭ, используемого в качестве измерительного преобразователя частоты, изображены на рис. 1. Параметрический усилитель PU собран на параллельном колебательном контуре с переменными индуктивностями (обмотки w_2) по балансной схеме. Обмотки накачки усилителя w_1 подключены к шинам синхронного

генератора через переменный резистор P (для изменения амплитуды тока накачки, а следовательно, и глубина модуляции индуктивности контура).

Цепь входного сигнала контура через балластный резистор R_b значительного сопротивления связана с выходом параметрического делителя частоты ДЧ в два раза. Вход делителя частоты (его цепь накачки) через фазоповоротное устройство ФПУ подключен к тем же шинам контролируемой частоты. Конструктивно делитель ДЧ в основном аналогичен усилителю PU , отличаясь от него тем, что работает в режиме возбуждения, вследствие чего цепь входного сигнала у него отсутствует. Фазоповоротным устройством служит трехфазный сельсиин, работающий в трансформаторном режиме.

Схема измерительного преобразователя частоты может быть построена и на РПЭ с умножителем, включаемым в цепь накачки PU .

Исследования колебательного контура, реактивность которого изменяется с частотой накачки f_m , а входной сигнал имеет частоту f_c , приводят к выводу, что в нем принципиально возможно возникновение колебаний бесконечного ряда комбинационных частот [Л. 4]. При значительной добротности контура ($Q \gg 1$) можно ограничиться рассмотрением только двух частотных составляющих — основной, т. е. частоты входного сигнала f_c и разностной f_p — разности частот накачки и сигнала, т. е. $f_p = f_m - f_c$. Остальные составляющие комбинационных частот находятся вне полосы пропускания контура.

Выражения для указанных частотных составляющих напряжения параллельного колебательного контура с переменной индуктивностью в синхронном режиме ($f_p = f_c = f$) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_0 &= \frac{1}{\beta^2 + 4Q^2\Phi_c^2} [\cos(\omega t + \varphi) + 2Q\Phi_c \sin(\omega t + \varphi)], \\ u_p &= \frac{*}{\beta^2 + 4Q^2\Phi_c^2} \cos(\omega t + \varphi + \theta). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

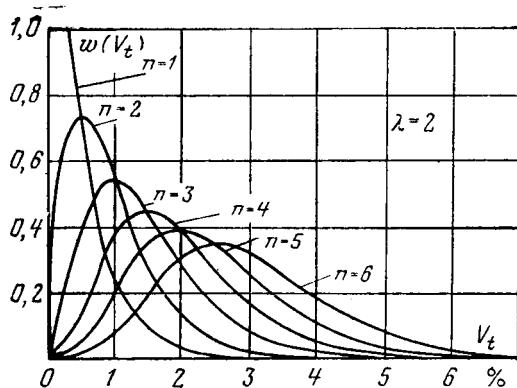


Рис. 1. Плотности вероятностей распределения результирующих колебаний напряжения δV в общей точке питания одиночной ($n=1$) и n параллельных ДСП при $\lambda=2$.

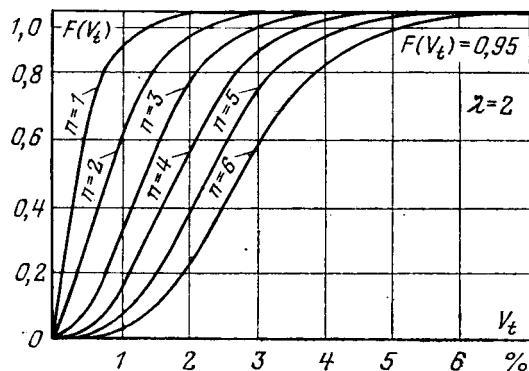


Рис. 2. Интегральные функции распределения результирующих колебаний напряжения δV в общей точке питания одиночной ($n=1$) и n параллельных ДСП при $\lambda=2$.

проксимируются экспоненциальным законом распределения:

$$w(\delta V) = \begin{cases} 0 & \text{при } \delta V \leq 0; \\ \lambda e^{-\lambda \delta V} & \text{при } \delta V > 0; \end{cases} \quad (1)$$

$$F(\delta V) = \begin{cases} 0 & \text{при } \delta V \leq 0; \\ 1 - e^{-\lambda \delta V} & \text{при } \delta V > 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $w(\delta V)$ и $F(\delta V)$ — плотность вероятности и интегральная функция распределения случайной величины δV ; λ — параметр распределения.

Для одиночной ДСП [Л. 8] параметр λ функционально связан с математическим ожиданием $m_{\delta V_1}$ и среднеквадратичным отклонением $\sigma_{\delta V_1}$ колебаний напряжения:

$$\lambda = \frac{1}{m_{\delta V_1}} = \frac{1}{\sigma_{\delta V_1}}, \quad (3)$$

а $\sigma_{\delta V_1}$ и $m_{\delta V_1}$ могут быть определены через статистические характеристики нагрузки:

$$\sigma_{\delta V_1} = m_{\delta V_1} \approx \frac{\sigma_Q S_{\text{п.т}}}{S_k} 100 \% \approx \frac{\sigma_{\Delta Q} S_{\text{п.т}}}{S_k} 100 %, \quad (4)$$

где σ_Q — среднеквадратичное отклонение реактивной мощности, потребляемой одиночной ДСП; $\sigma_{\Delta Q}$ — среднеквадратичное отклонение колебаний реактивной мощности; $S_{\text{п.т}}$ — номинальная мощность печного трансформатора ДСП, МВ·А; S_k — мощность короткого замыкания в точке подключения печного трансформатора ДСП к электрической сети, МВ·А.

Для определения характера распределения совместных случайных колебаний напряжения на шинах питания двух и более параллельных ДСП в режиме расплавления воспользуемся формулой «свертки» [Л. 8] для последовательного

сложения плотностей исходных распределений:

$$w_1(\delta V_\Sigma) = \int_0^{\infty} w_1(\delta V_i) w_1(\delta V_i - \delta V_\Sigma) d\delta V_i, \quad (5)$$

где $w_1(\delta V_\Sigma)$ — совместная одномерная плотность распределения; $w_1(\delta V_i)$ — исходная одномерная плотность распределения (для колебаний напряжения на шинах питания двух параллельных ДСП определяется из формулы (1)).

Расчеты по формуле (5) плотностей распределения результирующих (совместных) случайных колебаний напряжения показали, что при изменении количества n (где $n=1, 2, 3 \dots$) параллельных ДСП характер распределений результирующих колебаний напряжения в общей точке электрической сети также изменяется и стремится при увеличении n от экспоненциального ($n=1$) к нормальному закону распределения.

В общем виде распределение совместных случайных колебаний напряжения в электрических сетях параллельных ДСП описывается законом распределения Эрланга n -го порядка:

$$w(\delta V_n) = \begin{cases} 0 & \text{при } \delta V \leq 0; \\ \frac{\lambda^n}{\Gamma(n)} \delta V^{n-1} e^{-\lambda \delta V} & \text{при } \delta V > 0; \end{cases} \quad (6)$$

$$F(\delta V_n) = \begin{cases} 0 & \text{при } \delta V \leq 0; \\ \frac{\Gamma(n; \lambda \delta V)}{\Gamma(n)} & \text{при } \delta V > 0; \end{cases} = 1 - e^{-\lambda \delta V} \sum_{k=1}^n \frac{\lambda^{n-k} \delta V^{n-k}}{(n-k)!}, \quad (7)$$

где $w(\delta V_n)$ и $F(\delta V_n)$ — плотность вероятности и интегральная функция распределения результирующих случайных δV при n параллельных ДСП; n — количество параллельных ДСП в режиме расплавления; $\Gamma(n)$; $\Gamma(n; \lambda \delta V)$ — гамма-функции; λ — параметр распределения (для параллельных ДСП одинаковой мощности $\lambda = 1/\sigma_{\delta V_1}$).

Кривые плотностей вероятности и интегральных функций распределения результирующих колебаний напряжения в общей точке питания параллельных ДСП при $\lambda=2$ показаны на рис. 1 и 2.

Полученный характер изменения вида распределений является справедливым и для других параллельных электроприемников, вызывающих в электрической сети в единственном числе случайные колебания напряжения, аппроксимирующиеся экспоненциальным законом распределения. Следует отметить, что изменяющийся характер случайных колебаний напряжения при увеличении числа параллельных электроприемников (не только однотипных) необходимо учитывать при выборе законов регулирования устройств, предназначенных для ограничения колебаний напряжения. Указанный закон распределения Эрланга n -го порядка применим для оценки совместных случайных колебаний напряжения в сетях любой мощности параллельных ДСП в режиме расплавления.

При анализе колебаний напряжения в сетях параллельных ДСП принято оценивать электромагнитное влияние печей друг на друга. В [Л. 9] электромагнитную связь между параллельными ДСП рассматривают с позиции влияния колебаний напряжения, создаваемых одной из ДСП в общей точке сети, на колебания нагрузки других ДСП, что может оказаться на создаваемых ими колебаниях напряжения. Для учета этого влияния предложено вводить коэффициент $K = -0,85$, а условия допустимости подключения или совместной работы группы из n печей определять из выражения:

$$0,85 \sqrt{\sum_{i=1}^n S_{\text{п.т}i}^2} \leq 0,01. \quad (8)$$

Предложенный в [Л. 9] коэффициент K представляет собой усредненный коэффициент взаимной корреляции между колебаниями напряжения одной печи и колебаниями нагрузки

n-й печи. Однако определить экспериментальным путем указанный коэффициент исключительно трудно.

Авторы считают, что целесообразно рассматривать электромагнитную связь параллельных ДСП через коэффициенты взаимной корреляции между параметрами нагрузки этих ДСП, которые достаточно просто могут быть получены как экспериментальным, так и аналитическим путем.

Задача определения характера распределения случайных колебаний напряжения в общей точке питания параллельных ДСП по выражениям (6) и (7) при известном их количестве и известных вероятностных параметрах нагрузки сводится к нахождению параметра распределения λ .

С учетом электромагнитной связи

$$\lambda = \frac{V_n}{\sigma_{\delta V_n}} \frac{V_n}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \sigma_{\delta V_i} \sigma_{\delta V_k} r_{Q_i Q_k}}} = \frac{V_n S_k}{100} \times \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n (\sigma_{Q_i} S_{n, t_i}) (\sigma_{Q_k} S_{n, t_k}) r_{Q_i Q_k}}}, \quad (9)$$

где $r_{\delta V_i \delta V_k}$ и $r_{Q_i Q_k}$ — коэффициенты взаимной корреляции между размахами колебаний напряжения и изменениями реактивной мощности для *i*-й и *k*-й печи.

Коэффициент взаимной корреляции $r_{\delta V_i \delta V_k}$ можно определить или расчетным путем, или через $r_{Q_i Q_k}$. Коэффициенты $r_{\delta V_i \delta V_k}$ и $r_{Q_i Q_k}$ связаны между собой выражением:

$$r_{\delta V_i \delta V_k} = \frac{r_{Q_i Q_k}}{r_{Q_i} r_{Q_k}}, \quad (10)$$

где $r_{Q_i} r_{Q_k}$ — коэффициенты взаимной корреляции между изменениями реактивной мощности печи и вызываемыми ими колебаниями напряжения в общей точке сети соответственно для *i*-й и *k*-й печи, которые в режиме расплавления составляют 0,87—0,96.

Экспериментальные исследования двух и трех параллельных ДСП—100 в режиме расплавления показали, что коэффициенты взаимной корреляции между параметрами нагрузки ДСП не превышают 0,3, что указывает на слабую электромагнитную связь и позволяет пренебречь ею при практических расчетах, т. е. считать режимы работы печей статически независимыми.

Тогда выражения для определения параметра распределения колебаний напряжения упрощаются и находятся для ДСП разной мощности:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{V_n}{\sigma_{\delta V_n}} = \frac{V_n}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_{\delta V_i}^2}} = \\ &= \frac{S_k}{100 \sqrt{\sigma_{Q_1}^2 S_{n, t_1}^2 + \sigma_{Q_2}^2 S_{n, t_2}^2 + \dots + \sigma_{Q_n}^2 S_{n, t_n}^2}} = \\ &= \frac{S_k V_n}{\sigma_{Q_1} S_{n, t_1} 100} \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^n \alpha^2 k \beta^2 k}} = \\ &= \frac{V_n}{\sigma_{\delta V_1}} \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^n \alpha^2 k \beta^2 k}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где σ_{Q_i} — среднеквадратичное отклонение реактивной мощности *i*-й ДСП; S_{n, t_i} — мощность печеного трансформатора *i*-й

ДСП, МВ·А, S_k — мощность короткого замыкания в точке питания параллельных ДСП, МВ·А; $\alpha_k = \frac{\sigma_{Q_k}}{\sigma_{Q_1}}$; $\beta_k = \frac{S_{n, t_k}}{S_{n, t_1}}$; $k=2, 3, \dots, n$; для ДСП одинаковой мощности:

$$\lambda = \frac{V_n}{\sigma_{\delta V_n}} = \frac{1}{\sigma_{\delta V_1}} = \frac{1}{m_{\delta V_1}} = \frac{n}{m_{\delta V_n}}, \quad (12)$$

где $\sigma_{\delta V_1}$ — определяется из выражения (4).

Выражения (7), (9), (11) и (12) могут быть использованы для нормирования допустимых колебаний напряжения в сети питания ДСП. Известно, что ДСП питаются от сетей напряжением 6—220 кВ. Так как колебания напряжения в сторону понижения уровня номинального напряжения по системе электроснабжения, т. е. до шин 220—380 В, от которых питаются чувствительные к колебаниям напряжения электроприемники, проходят практически без изменения (это показали экспериментальные исследования и расчеты), то в этом случае колебания напряжения в общей точке питания ДСП также должны удовлетворять требованиям ГОСТ 13109—67 [Л. 1 и 2]. Если общая точка питания ДСП и точка питания чувствительных электроприемников (с учетом прохождения колебаний в сторону понижения напряжения) расположены в разных частях системы электроснабжения, необходимо определить характер прохождения колебаний напряжения в точку совместного их питания (т. е. с наибольшей мощностью короткого замыкания), а затем использовать для нормирования в этой точке требования ГОСТ 13109—67. Для выполнения этих требований следует найти совместное решение уравнения функции распределения колебаний напряжения (7) в сети питания ДСП (в соответствующих точках системы электроснабжения) и уравнения, аппроксимирующего кривую ГОСТ.

В ГОСТ 13109-67 с учетом изменения [Л. 2] допустимые колебания напряжения определяются графически в виде зависимости величины размахов δV от количества колебаний m в час, минуту, секунду. Эту графическую зависимость можно аппроксимировать аналитическими выражениями:

на участке $m=4—120$ колебаний в час

$$\delta V (\%) = \frac{20,25}{\ln m + 2,5}, \quad (13)$$

а на участках $m=2—120$ колебаний в минуту (120—7200 колебаний в час) и $m=2—20$ колебаний в секунду (7200—72000 колебаний в час):

$$\delta V (\%) = 4,52 - 0,354 \ln m. \quad (14)$$

При заданном значении интегральной вероятности колебаний напряжения (7) после совместного решения уравнений (7) и (13) или (14) оценку допустимости (недопустимости) питания одиночных и параллельных ДСП с позиции требований ГОСТ 13109—67 можно свести к определению допустимого значения среднеквадратичного отклонения колебаний напряжения $\sigma_{\delta V_{\text{доп}}} (\%)$.

В результате расчетов было получено, что для случайных колебаний напряжения, распределенных по экспоненциальному закону (что характерно для одиночных ДСП в режиме расплавления), среднеквадратичное отклонение не должно превышать величины $\sigma_{\delta V_{\text{доп}}} \leq 0,47\%$, а по закону Релея $\sigma_{\delta V_{\text{доп}}} \leq 0,65\%$ (на шинах питания осветительных установок).

Несмотря на преимущества использования только $\sigma_{\delta V}$ для оценки допустимости колебаний напряжения затруднено из-за того, что при этом закон распределения случайных колебаний напряжения должен быть известен. Этот недостаток может быть устранен путем использования двух вероятностных характеристик распределений случайных колебаний напряжения — среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\delta V}$ и математического ожидания $m_{\delta V}$). Тогда независимо от закона распределения случайных колебаний напряжения условия их допустимости с учетом требований ГОСТ 13109—67 будут иметь вид:

$$\sigma_{\delta V} - \left(0,18 \frac{m_{\delta V}}{\sigma_{\delta V}} + 0,29 \right) \leq 0. \quad (15)$$

Сообщения

УДК 621.311.018.782.3.016.35.001.24

Опережающее определение изменений параметров режима при управлении переходным процессом

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук (Москва), АСАМБАЕВ С. Н., канд. техн. наук (Павлодар)

Одной из основных задач управления режимами электроэнергетических систем является управление переходными процессами, возникающими при больших возмущениях. Управление ими осуществляется различными устройствами противоваварийной автоматики, в большинстве которых реализован принцип программного действия. Недостатки автоматики такого типа общеизвестны. Поэтому весьма перспективным является создание самонастраивающейся автоматики, которая, приспособливаясь к изменениям параметров системы и режима, меняет свои законы управления, значения уставок и т. п. Реализация такого принципа управления предусматривает создание устройств, позволяющих выявлять характер переходного процесса в темпе его протекания. Следовательно, к методам определения устойчивости, реализуемым в таких устройствах, предъявляются жесткие требования не только к точности расчета, но и к скорости получения результатов. Применение для этих целей численных методов расчета устойчивости является нерациональным, так как они требуют выполнения большого объема вычислений и весьма разнообразной исходной информации (вид возмущения, точка приложения, значения э. д. с., собственных и взаимных проводимостей и т. п.), которую получить в темпе переходного процесса затруднительно. Это предопределяет поиск свободных от указанных выше недостатков, достаточно простых и эффективных методов, которые могли бы быть положены в основу устройств для определения устойчивости в темпе реального времени.

Перспективными путями в этом направлении являются: во-первых, получение решения дифференциальных уравнений переходного процесса в аналитическом виде, что позволяет

по начальным условиям определить параметры состояния системы для наперед заданного момента времени [Л. 1]; во-вторых, разработка методов качественного анализа устойчивости, позволяющих по изменениям параметров режима устанавливать с некоторым опережением во времени состояние системы [Л. 2]. В данной статье приводится обоснование некоторых функциональных критериев для определения устойчивости параллельной работы двух энергообъединений.

Функциональные критерии устойчивости. Относительное движение роторов в системе, состоящей из удаленной станции и группы станций (системы) при неучете демпферных моментов, представлении нагрузок неизмененными сопротивлениями и постоянстве механического момента, описывается уравнениями (обозначения соответствуют [Л. 3]):

$$T_{J_1} \frac{d^2\delta_1}{dt^2} = P_{01} - E^2_1 Y_{11} \sin \alpha_{11} - E_1 E_2 Y_{12} \sin (\delta_{12} - \alpha_{12});$$

$$T_{J_2} \frac{d^2\delta_2}{dt^2} = P_{02} - E^2_2 Y_{22} \sin \alpha_{22} - E_1 E_2 Y_{21} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}).$$

Проведя известные преобразования [Л. 3], можно получить

$$\frac{d^2\delta_{12}}{dt^2} = P_{03} - P_{\text{зл}}, \quad (1)$$

где $P_{03} = (T_{J_2}P_{01} - T_{J_1}P_{02}) / T_{J_1}T_{J_2}$;
 $P_{\text{зл}} = \{(P_{11}T_{J_2} - P_{22}T_{J_1}) + P_m [T_{J_2} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}) + T_{J_1} \sin(\delta_{12} + \alpha_{12})]\} / TJ_1T_{J_2}$.

2. Изменение № 2 ГОСТ 13109-67. Государственные стандарты СССР. — Информационный указатель 1979, № 5.

3. Влияние дуговых электропечей на системы электроснабжения/ Под ред. М. Я. Смелянского и Р. В. Минеева. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.

4. Система показателей качества и нормирование качества электрической энергии/ Константинов Б. А., Жежеленко И. В., Никифорова В. Н. и др. — Электричество, 1978, № 9.

5. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия, 1972. — 456 с.

6. Кучумов Л. А., Лукина М. К., Салтыков В. М. Анализ качества напряжения в электрических сетях при случайных колебаниях тока нагрузки. — Промышленная энергетика, 1973, № 10.

7. Салтыков В. М. Исследование вероятностных характеристик резкопеременных электрических нагрузок и их влияние на качество электроэнергии в сетях промышленных предприятий: Автореф. дисс. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Л. 1978. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Северо-Западный политехн. ин-т.

8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. — М.: Наука, 1977. — 832 с.

9. Жежеленко И. В. Показатели качества электроэнергии на промышленных предприятиях. — М.: Энергия, 1977. — 128 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 13109-67. Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения.

Решение уравнения вида (1) на основе функций с гибкой структурой приведено в [Л. 1 и 2]. Если в ходе переходного процесса непрерывно во времени определять коэффициенты базисного уравнения [Л. 2] из условий:

$$a_1(t) = -(\delta'_{12})^2 \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} / \Delta(t); \quad (2)$$

$$a_0(t) = \frac{dP_{\text{эл}}}{d\delta_{12}} + (\delta'_{12})^2 \delta''_{12} \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} / \Delta(t), \quad (3)$$

$$\text{где } \Delta(t) = (\delta''_{12})^2 + (\delta'_{12})^2 \frac{dP_{\text{эл}}}{d\delta_{12}}, \quad (4)$$

то их изменение представится некоторыми временными функциями. В соотношениях (2)–(4) δ'_{12} , δ''_{12} — производные взаимного угла по времени; $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}$, $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$ — соответственно первая и вторая производные мощности по углу.

При представлении синхронной машины постоянной э. д. с. за переходным сопротивлением

$$\frac{dP_{\text{эл}}}{d\delta_{12}} = \frac{P_m}{T_{J1} T_{J2}} [T_{J2} \cos(\delta_{12} - \alpha_{12}) + T_{J1} \cos(\delta_{12} + \alpha_{12})]; \quad (5)$$

$$\frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} = -\frac{P_m}{T_{J1} T_{J2}} [T_{J2} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12}) + T_{J1} \sin(\delta_{12} + \alpha_{12})]. \quad (6)$$

Покажем возможность определения устойчивости системы на основе анализа характера изменения функций (2)–(4) в переходном процессе. Обоснование проведем для однократных возмущений (простых переходов).

Предварительно исследуем изменение функций $P_{\text{эл}}$, $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}$ и $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$ в переходном процессе. Приравнивая нулю соотношение (5), после несложных преобразований находим, что экстремум функции $P_{\text{эл}}$ наступает при достижении углом значения

$$\delta_{12} = \arctg \left(\frac{T_{J1} + T_{J2}}{T_{J1} - T_{J2}} \operatorname{ctg} \alpha_{12} \right).$$

Отсюда следует, что функция $P_{\text{эл}}$ при изменении угла δ_{12} в переходном процессе в пределах от нуля до π или до $-\pi$ имеет только один экстремум. Аналогично исследуя функции $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}$ и $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$, нетрудно убедиться, что эти функции имеют по одному экстремуму в указанных интервалах изменения угла. Причем точке максимума $P_{\text{эл}}$ соответствует минимум $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$, а точке минимума $P_{\text{эл}}$ — максимум $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$, и в этих точках $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}=0$.

Производная

$$\frac{d\Delta(t)}{dt} = (\delta'_{12})^2 \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2}. \quad (7)$$

Из соотношения (7) видно, что функция $\Delta(t)$ имеет экстремумы в точках выполнения хотя бы одного из условий

$$\delta'_{12} = 0; \quad (8)$$

$$d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2 = 0. \quad (9)$$

При нарастании угла в ходе переходного процесса от δ_0 до $\delta_{12\max}$ (случай сохранения устойчивости) значения функции $d^2 P_{\text{эл}}/d\delta_{12}^2$ отрицательны, следовательно, внутри

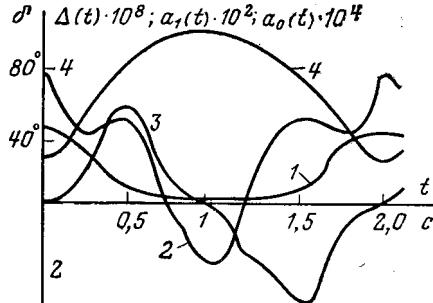
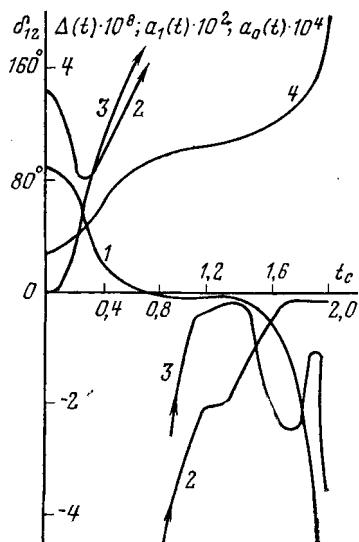


Рис. 1. Характер изменения функций $\Delta(t)$, $a_1(t)$ и $a_0(t)$ в переходном режиме, вызванном отключением одной из параллельных цепей межсистемной связи при сохранении устойчивости.

1 — $\Delta(t)$; 2 — $a_0(t)$; 3 — $a_1(t)$, 4 — δ_{12} .

Рис. 2. Характер изменения функций $\Delta(t)$, $a_1(t)$, $a_0(t)$ в переходном режиме, вызванном отключением одной из параллельных цепей межсистемной связи при нарушении устойчивости.

1 — $\Delta(t)$; 2 — $a_0(t)$; 3 — $a_1(t)$, 4 — δ_{12} .



интервала $[t=0, t \sim \delta_{12\max}]$ значения $d\Delta(t)/dt$ также отрицательны, а по его концам равны нулю. Поэтому функция $\Delta(t)$ на этом интервале времени убывает. В момент достижения углом максимального значения $\delta'_{12}=0$, а в дальнейшем меняет знак на противоположный. В этой точке функция $\Delta(t)$ имеет минимум, причем значение функции в точке

минимума больше нуля. При обратном изменении угла из аналогичных рассуждений получаем, что функция $\Delta(t)$ на интервале времени $[t \sim \delta_{12\max}, t \sim \delta_{12\min}]$ также положительна.

Отсюда следует, что условию сохранения устойчивости отвечают положительные значения функции $\Delta(t)$ в ходе переходного процесса.

В случае нарушения устойчивости на интервале времени, соответствующем изменению угла до δ_{12kp} , функция $\Delta(t)$ также убывает. В момент $t \sim \delta_{12kp}$ значения $\delta'_{12} > 0$ и $\delta''_{12} = 0$. А так как этой ветви характеристики $P_{\text{эл}}$ соответствуют значения $(dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}) < 0$, то в этой точке $\Delta(t) < 0$. Отсюда следует, что функция $\Delta(t)$ меняет знак с положительного на отрицательный на интервале времени $[t=t_0, t \sim \delta_{12kp}]$.

Дифференцируя (2), после несложных преобразований получим

$$\begin{aligned} \frac{da_1(t)}{dt} = & \frac{(\delta'_{12})^2 \left\{ (\delta'_{12})^4 \left(\frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right)^2 - \right.}{[(\delta''_{12})^2 + (\delta'_{12})^2 dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}]^2} \\ & \left. - \Delta(t) \left[(\delta'_{12})^2 \frac{d^3 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^3} + 3\delta''_{12} \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (10)$$

Анализ соотношений (2) и (10) показал, что при сохранении устойчивости системы на интервале $[t=0, t \sim \delta_{12\max}]$ функция $a_1(t)$ имеет положительный максимум в точке выполнения условия

$$(\delta'_{12})^4 \left(\frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right)^2 - \Delta(t) \left[(\delta'_{12})^2 \frac{d^3 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^3} + 3\delta''_{12} \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right] = 0. \quad (11)$$

В случае нарушения устойчивости системы на интервале $[t=0, t \sim \Delta(t)=0]$ производная $\frac{da_1(t)}{dt}$ знакопостоянна (положительна), а функция $a_1(t)$ возрастает от нуля до $+\infty$.

Производная функция $a_0(t)$ определяется соотношением

$$\begin{aligned} \frac{da_0(t)}{dt} = & \frac{\delta'_{12} \delta''_{12} \left\{ (\delta'_{12})^4 \left(\frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right)^2 - \right.}{[(\delta''_{12})^2 + (\delta'_{12})^2 dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}]^2} \\ & \left. - \Delta(t) \left[(\delta'_{12})^2 \frac{d^3 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^3} + 3\delta''_{12} \frac{d^2 P_{\text{эл}}}{d\delta_{12}^2} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Анализируя (3) и (12), устанавливаем, что функция $a_0(t)$ в начальный момент переходного процесса имеет положительный максимум. В точке $\delta'_{12}=0$ функция $a_0(t)$ имеет минимум, причем из соотношения (3) убеждаемся, что значение функции в этой точке положительно.

В случае сохранения устойчивости в точке удовлетворения условия (11) $a_0(t)$ имеет также положительный максимум. В момент времени $t \sim \delta_{12\max}$ функция имеет наименьший

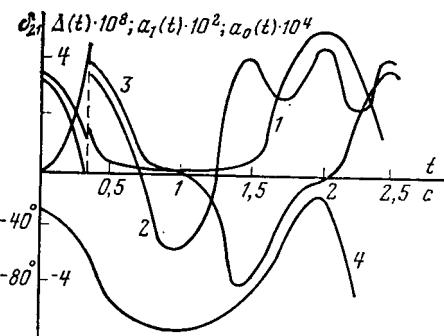


Рис. 3. Характер изменения функций $\Delta(t)$, $a_0(t)$, $a_1(t)$ при двухфазном возмущении: двухфазное к. з. на одной из параллельных цепей, с последующим отключением этой цепи через 0,3.

1 — $\Delta(t)$; 2 — $a_0(t)$; 3 — $a_1(t)$; 4 — δ_{12}

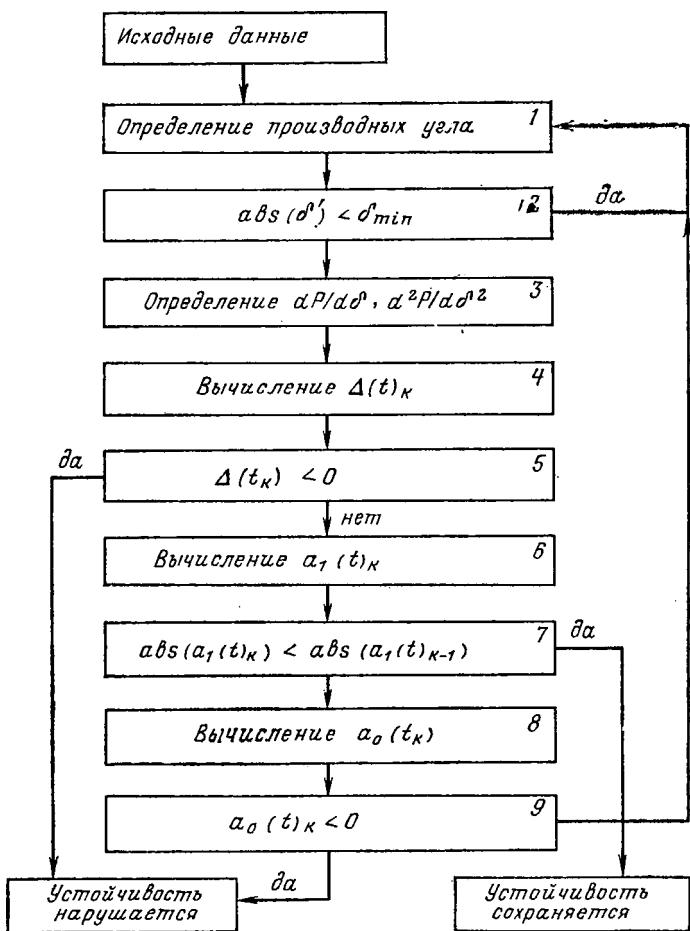


Рис. 4. Структурная схема алгоритма определения устойчивости системы в темпе переходного процесса.

если в ходе переходного процесса в первой полуфазе качаний функции $a_0(t)$ и $a_1(t)$ имеют максимум, наступающий одновременно, то устойчивость системы сохраняется;

если в ходе переходного процесса имеет место одновременное стремление функций $a_0(t)$ и $a_1(t)$ в бесконечность, то устойчивость системы нарушается.

Покажем, как на основе этих положений устанавливается устойчивость системы. На рис. 1 приведено изменение функции $\Delta(t)$, $a_1(t)$, $a_0(t)$ в ходе переходного процесса, вызванного однократным возмущением. По наличию экстремумов у функций $a_0(t)$ и $a_1(t)$ в момент времени $t=0,51$ с можно констатировать, что система сохраняет устойчивость. Правильность сделанного заключения подтверждается изменением угла, приведенным на этом же рисунке. Отметим, что максимум угла достигается значительно позже в момент времени $t=1,03$ с. На рис. 2 показано изменение этих же функций в случае нарушения устойчивости системы. Экстремумы у функций $a_0(t)$ и $a_1(t)$, наступающие одновременно, отсутствуют. По наличию одновременного стремления этих функций в бесконечность при $t=0,8$ с, чему соответствует $\Delta(t)=0$, устанавливаем, что устойчивость системы будет нарушена.

Известно, что $\delta_{21}=-\delta_{12}$. Представляет интерес выявление связей между соответствующими функциями $\Delta(t)$, $a_1(t)$ и $a_0(t)$. Так как $\delta'_{21}=-\delta'_{12}$, $\delta''_{21}=-\delta''_{12}$,

$$\frac{dP_{\text{эл}21}}{d\delta_{21}} = \frac{dP_{\text{эл}12}}{d\delta_{12}}, \quad \frac{d^2P_{\text{эл}21}}{d\delta'^2_{21}} = -\frac{d^2P_{\text{эл}12}}{d\delta'^2_{12}},$$

нетрудно убедиться, что $\Delta(t)_{21}=\Delta(t)_{12}$, $a_1(t)_{21}=a_1(t)_{12}$, $a_0(t)_{21}=a_0(t)_{12}$. Отсюда следует, что при определении устойчивости первой станции по отношению ко второй и наоборот, второй к первой значения соответствующих функций в любой момент времени равны. Следовательно, установление устойчивости или неустойчивости системы на основе сформулированных критериев в обоих случаях будет производиться в один и тот же момент времени.

В случае многократных возмущений (сложный переход) устойчивость системы должна определяться по характеру изменения функций $\Delta(t)$, $a_1(t)$ и $a_0(t)$ в послеварийном режиме. Особенностью является то, что при многократных возмущениях возможно «проскакивание» экстремумов функций $a_0(t)$ и $a_1(t)$ в послеварийных режимах при сохранении устойчивости системы. В таких случаях устойчивость системы может быть установлена по тенденции убывания функций $a_1(t)$ и $a_0(t)$ при положительных значениях функции $\Delta(t)$ (рис. 3). Из рис. 3 видно, что в момент отключения значение функции $\Delta(t)$ положительно. Определяя значения $a_0(t)$ и $a_1(t)$ в моменты времени $t=t_{\text{откл}}$ и $t=t_{\text{откл}}+\Delta t$ (Δt можно принять равным 0,01 с) замечаем, что они уменьшают свое значение. Следовательно, в момент времени $t=0,31$ с можно констатировать, что система сохраняет устойчивость.

На основе многочисленных расчетов было установлено, что полученные критерии позволяют определить устойчивость системы с опережением во времени, примерно равным четверти фазы качаний системы.

На рис. 4 представлена структурная схема алгоритма определения устойчивости, реализующая данный момент. Исходными данными для алгоритма служат приращения мощностей электрических станций и приращения угла или скорости, которые через каждые 0,01 с заносятся в память вычислительного устройства. Затем численными методами определяется значение первой и второй производных угла и электрической мощности по углу. Значения $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}$, $d^2P_{\text{эл}}/d\delta'^2_{12}$ вблизи экстремальных значений углов $\delta_{12\min}$ и $\delta_{12\max}$ получаются отличными от действительных, что обусловлено недостатками численного метода дифференцирования. Для того чтобы избежать неверное представление об изменении функций $\Delta(t)$, $a_1(t)$, $a_0(t)$ необходимо на эти моменты блокировать работу алгоритма. Если абсолютная величина скорости меньше некоторого значения, при котором еще обеспечивается точность вычисления производных $dP_{\text{эл}}/d\delta_{12}$, $d^2P_{\text{эл}}/d\delta'^2_{12}$, то алгоритм блокируется до тех пор, пока значение скорости не станет больше этого значения (блок 2).

Отметим, что устойчивость или неустойчивость станции определяется раньше, чем выполняется условие, записанное в блоке 2. В блоке 4 по соотношению (4) определяется значение $\Delta(t)$ в k -й точке. Если $\Delta(t)$ меньше нуля, вырабатывается соответствующий сигнал. В противном случае определяется значение $a_1(t)$ по соотношению (2), которое сравнивается с ее предыдущим значением (блоки 6 и 7). Если условие $|a_1(t)_k| < |a_1(t)_{k-1}|$ выполняется, что имеет место лишь в случае сохранения устойчивости, вырабатывается соответ-

минимум. Во второй полуфазе качаний при изменении угла от $\delta_{12\max}$ до $\delta_{12\min}$ в точке выполнения условия (11) функция $a_1(t)$ имеет минимум, а функция $a_0(t)$ — максимум. В последующих нечетных полуфазах качаний характер изменения функций $a_1(t)$ и $a_0(t)$ аналогичен их изменению в первой полуфазе, а в четных полуфазах — изменению во второй.

Имеющиеся различия в характере изменения функций $\Delta(t)$, $a_1(t)$, $a_0(t)$ в случае сохранения и нарушения устойчивости системы позволяют сформулировать следующие положения:

положительность значений $\Delta(t)$ в ходе переходного процесса является необходимым и достаточным условием сохранения устойчивости системой;

ствующий сигнал. Первоначальное значение функции $a_1(t)$ принимается равным нулю, и оно заранее заносится в память машины вместе с исходными значениями.

Блоки 8 и 9 предназначены для выявления режимов, неустойчивых статически. Для таких режимов характерным является монотонное убывание функции $a_0(t)$ вплоть до отрицательных значений при условии нарастания функции $a_1(t)$. Выявление этих режимов происходит значительно раньше достижения углом значения $\pi/2$. В случае невыполнения условия $a_0(t)_k < 0$ весь расчет повторяется для последующей точки процесса $k+1$. Расчеты проводятся до тех пор, пока не удовлетворится одно из трех условий, указанных в блоках 5, 7 и 9. Подсчеты показали, что для выполнения всех вычислений в одном цикле достаточно провести около 90 арифметических операций. Для того чтобы обеспечить их выполнение за 0,01 с, необходимо иметь вычислительное устройство со скоростью счета около 10 000 операций в секунду. В настоящее время имеются устройства, скорость счета которых намного превышает указанную. Следовательно, предлагаемый

метод может применяться для экспресс-оценки устойчивости в темпе переходного процесса.

В заключении отметим, что данный алгоритм положен в основу устройств, предложенных авторами для улучшения устойчивости параллельной работы электрических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Зеленохат Н. И., Асамбаев С. Н. Аналитическое решение дифференциальных уравнений переходного процесса в электроэнергетической системе. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 1, с. 3—13.

2. Асамбаев С. Н., Зеленохат Н. И. Анализ динамической устойчивости простейшей электроэнергетической системы при управлении ее режимом. — Труды МЭИ, 1975, № 242, с. 125—133.

3. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высшая школа, 1978.

{20.03.80}



УДК 621.314.572.001.57

О непрерывной модели однофазного автономного инвертора тока

ШИПИЛЛО В. П., доктор техн. наук, ЕРИСОВА В. В., инж.

Харьков

Для анализа переходных и установившихся процессов в автономных инверторах тока часто используется простой метод непрерывной модели [Л. 1 и 2], основанной на гипотезе высокой степени фильтрации входного тока и синусоидальности выходного напряжения инвертора. На рис. 1 показаны схемы и эквивалентная модель однофазного автономного инвертора. Параметры модели связаны с параметрами схемы соотношениями:

$$K_p = \frac{R_3}{R} = \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \beta; \quad (1)$$

$$K_u = \frac{E_{2\text{эф}}}{E_{1\text{ср}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos \beta} = \frac{1}{\sqrt{K_p}}, \quad (2)$$

где β — угол опережения инвертора.

Отсутствие строгого количественного обоснования непрерывной модели ограничивает возможность ее использования при таких сочетаниях параметров инвертора, когда отклонения от принятых допущений существенны. Более того, синусоидальность выходного напряжения инвертора принципиально невозможна, так как в момент коммутации выходное напряжение инвертора претерпевает скачок производной.

Цель статьи состоит в оценке точности эквивалентных параметров непрерывной модели однофазного инвертора тока на основании строгих аналитических выражений для их определения, для чего используется наиболее простой метод импульсной модели [Л. 3]. В данном случае этот метод существенно облегчает выкладки, так как позволяет найти среднее за интервал T значение входного тока инвертора непосредственно в области z -изображений.

На рис. 2 представлены диаграммы входного $E_1(t)$ и выходного $E_2(t)$ напряжений и входного тока инвертора $I(t)$ для установившегося режима работы. Так как в установившемся режиме среднее за период значение входного напряжения равно напряжению источника питания E , фактическое значение относительного эквивалентного сопротивления инвертора может быть найдено из соотношения

$$K_p = \frac{E}{RI_d}, \quad (3)$$

где I_d — среднее за период значение входного тока инвертора.

При этом значение K_p оказывается функцией параметров схемы и величины тактового интервала T . Для сопоставления

этого значения с (1) необходимо также определить угол опережения:

$$\beta = \varepsilon_0 \pi, \quad (4)$$

где ε_0 — относительное время между моментом коммутации и моментом прохождения $E_2(t)$ через нуль (рис. 2).

Значение β также является функцией параметров инвертора и интервала T .

На рис. 3,а приведена исходная импульсная модель инвертора тока, полученная в соответствии с [Л. 3], а также ее преобразования относительно входного тока (рис. 3,б) и выходного напряжения (рис. 3,в). На рис. 3 обозначены $g(t)$ — коммутационная функция; $z_2(p)$ — полное сопротивление цепи нагрузки, определенное по выражению

$$z_2(p) = \frac{1}{C} \frac{p}{p^2 + 2ap + \alpha^2 + \omega_0^2},$$

$$\text{где } \alpha = \frac{1}{2RC}; \quad \alpha^2 + \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

В импульсную модель относительно тока $I(t)$ (рис. 3,б) искусственно введено звено с передаточной функцией

$$M(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{Tp} \quad (5)$$

и выходным фиктивным ключом, представляющим собой фиксатор среднего значения. Благодаря этому можно непосредственно получить среднее значение тока I_d , не прибегая к интегрированию текущих значений тока $I(t)$.

В области z -изображений имеем:

$$I_d^*(z) = E_g G_I M^*(z) - \frac{E_g W^*(z) G_I M^*(z)}{1 + z^{-1} W^*(z, 1)}; \quad (6)$$

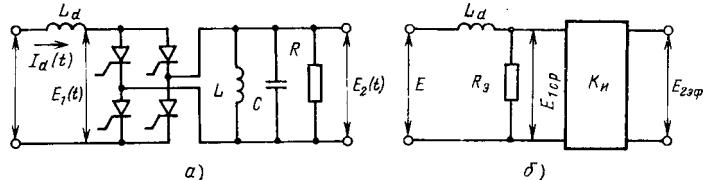


Рис. 1. Принципиальная схема (а) и эквивалентная модель (б) однофазного автономного инвертора тока.

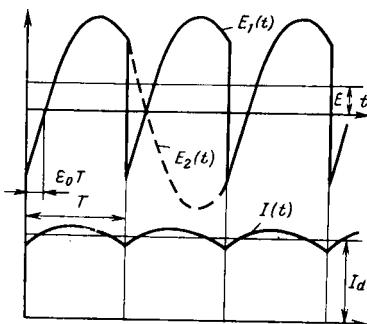
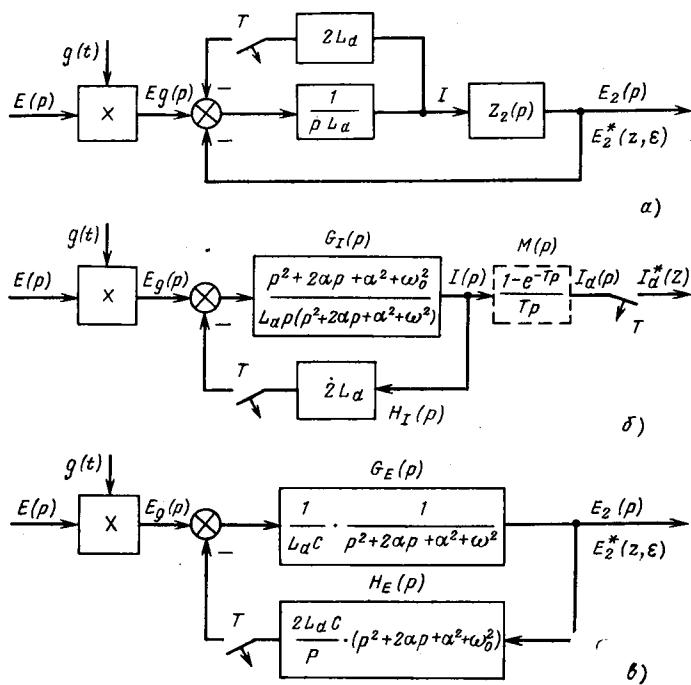


Рис. 2. Диаграммы входного и выходного напряжений и входного тока инвертора для установившегося режима.



$$E^*_{\text{2}}(z, \varepsilon) = E g^*_{\text{2}}(z, \varepsilon) - \frac{E g^*_{\text{2}}(z, \varepsilon) G^*_{\text{2}}(z, \varepsilon)}{1 + z^{-1} W^*(z, 1)}, \quad (7)$$

где

$$\left. \begin{aligned} W(p) &= G_I(p) H_I(p) = G_E(p) H_E(p) = \\ &= \frac{2}{p} \frac{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}; \\ E(p) &= E/p; \\ g(p) &= \frac{1 - e^{-Tp}}{1 + e^{-Tp}}; \\ G_I(p) &= \frac{1}{L_d(p)} \frac{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}; \\ G_E(p) &= \frac{1}{L_d C} \frac{1}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}; \\ \alpha^2 + \omega^2 &= \frac{L_d + L}{L_d L C}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

По соотношениям (6) и (7) могут быть непосредственно получены значения I_d и $E_2(z, \varepsilon)$ в установившемся режиме с помощью теоремы о конечном значении:

$$I_{\text{дуст}} = \lim_{z \rightarrow -1} (z + 1) I^*_{\text{d}}(z); \quad (9)$$

$$E_{\text{2уст}}(\varepsilon) = \lim_{z \rightarrow -1} (z + 1) E^*_{\text{2}}(z, \varepsilon). \quad (10)$$

Такой вид теоремы о конечном значении обусловлен наличием в структуре коммутатора с передаточной функцией

$$g^*(z) = \frac{z - 1}{z + 1}. \quad (11)$$

Окончательные выражения для установившихся значений $I_{\text{дуст}}$ и $E_{\text{2уст}}(\varepsilon)$, полученные согласно (6) — (10), имеют вид:

$$I_{\text{дуст}} = \frac{E}{R} \left(\frac{L}{L_d + L} \right)^2 \left\{ 1 - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\omega T} (1 - 4 \cos^2 \varphi) \times \right. \\ \left. \times \left[1 - 2 \frac{1 + e^{-\alpha T} (\cos \omega T + \frac{\operatorname{ctg}^2 \varphi - 3}{1 - 3 \operatorname{ctg}^2 \varphi} \operatorname{ctg} \varphi \sin \omega T)}{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} \right] \right\} + \\ + \frac{E}{R} \left(\frac{L}{L_d + L} \right)^2 \frac{\omega T}{2 \sin 2\varphi} \times$$

$$\times \left\{ \frac{L_d}{L} - \frac{2 \sin 2\varphi}{\omega T} \left[1 - 2 \frac{1 + e^{-\alpha T} (\cos \omega T - \operatorname{ctg} 2\varphi \sin \omega T)}{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} \right] \right\}^2 \times \\ \times \frac{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}}{1 - 2e^{-\alpha T} \operatorname{ctg} \varphi \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}; \quad (12)$$

$$E_{\text{2уст}}(\varepsilon) = - \frac{4E \left[\frac{L_d}{L_d + L} \frac{\omega T}{4 \sin^2 \varphi} + \frac{L}{L_d + L} \operatorname{ctg} \varphi \times \right]}{1 - 2e^{-\alpha T} \operatorname{ctg} \varphi \sin \omega T - e^{-2\alpha T}} \times \\ \times \frac{1 - 2e^{-\alpha T} \operatorname{ctg} 2\varphi \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} \times \\ \times \frac{1}{1 - 2e^{-\alpha T} \operatorname{ctg} \varphi \sin \omega T - e^{-2\alpha T}} \times \\ \times [\sin \varepsilon \omega T - e^{-\alpha T} \sin (1 - \varepsilon) \omega T] + \frac{L}{L_d + L} \times \\ \times \left\{ 2e^{-\varepsilon \alpha T} \frac{e^{-\alpha T} [\cos (1 - \varepsilon) \omega T - \operatorname{ctg} \varphi \sin (1 - \varepsilon) \omega T] +}{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} + \right. \\ \left. + \frac{\operatorname{ctg} \varphi \sin \varepsilon \omega T + \cos \varepsilon \omega T}{1 + 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} - 1 \right\}, \quad (13)$$

где $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\alpha} = \arccos \frac{1}{2Q}$; $Q = R \sqrt{\frac{C(L_d + L)}{LL_d}}$ — добротность с учетом индуктивности входного дросселя.

Формула (12) позволяет численно найти зависимость K_p от трех безразмерных параметров: добротности Q , отношения индуктивностей L_d/L и относительного интервала ωT . Для определения угла опережения β в функции тех же трех параметров необходимо решить относительно ε_0 трансцендентное уравнение $E_{\text{2уст}}(\varepsilon_0) = 0$, которое после некоторых преобразований представляется как

$$\arcsin \frac{\left(\bar{\varepsilon}_0 + \frac{L}{L_d + L} \right) \cos \varepsilon_0 - \frac{L}{L_d + L} e^{\varepsilon_0} \operatorname{ctg} \varphi}{\left(\bar{\varepsilon}_0 + 2\bar{i}_0 - \frac{L}{L_d + L} \right) \operatorname{ctg} \varphi} - \varepsilon_0 = 0, \quad (14)$$

где $\bar{\varepsilon}_0$ и \bar{i}_0 — относительные значения начального напряжения на конденсаторе и тока в индуктивности нагрузки.

Воспользовавшись (4), получаем значения β . Исключая ωT как расчетный параметр и учитывая (3), можно получить окончательные зависимости:

$$K_p = f \left(\beta, Q, \frac{L_d}{L} \right).$$

Расчеты на ЭВМ, проведенные для широкого диапазона изменений параметров $Q=1\div 10$ и $L_d/L=1\div 10$, показывают, что приближенное соотношение (1) с достаточной точностью описывает установившийся режим работы инвертора, причем его точность возрастает при увеличении добротности Q и относительной индуктивности L_d/L .

В заключение отметим, что рассмотренная методика может быть использована при оценке точности непрерывной модели для описания переходных процессов в автономном инверторе тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. — М.: Энергия, 1978.
2. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением/ Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова, В. А. Чванов, А. И. Толкачев. — М.: Энергия, 1972.
3. Шипилло В. П., Долбня В. Т., Зезюлькин Г. Г. Импульсная модель однофазного автономного инвертора тока. — Электричество, 1977, № 11.

[18.10.79]



УДК 621.314.572.001.57

Метод математического моделирования сложных вентильных преобразовательных систем

АНТОНОВ Б. М., ПИЩИКОВ С. И., кандидаты техн. наук, СЛУЧАНКО Е. И., инж.

Для передачи электроэнергии от мощных источников постоянного тока (которые, как правило, имеют сложную структуру системы нагружения) в промышленную сеть [Л. 1] требуется инверторная система, состоящая из большого количества последовательно-параллельно соединенных инверторов, ведомых сетью (ИВС). Чтобы разработать оптимальную инверторную систему, необходимо изучить ее электромагнитные свойства. Сложность такой системы затрудняет создание адекватного оригиналу объекта отображения. Например, для моделирования на аналоговых вычислительных машинах (АВМ) преобразовательной системы, состоящей из двух параллельных ветвей, каждая из которых включает два последовательно соединенных вентильных трехфазных мостовых преобразователя [Л. 2], потребовалось 206 операционных усилителей (ОУ), около 500 контактных элементов и значительное количество полупроводниковых приборов, что ставит под сомнение работоспособность такой модели. Даже при применении более экономных методов моделирования мгновенных значений модель такой системы состоит из нескольких десятков ОУ и сильно развитой логической части.

Известно, что в зависимости от поставленной задачи можно ограничиться информацией об исследуемом объекте в диапазоне его существенных признаков. При этом для исследования сложных преобразовательных систем по их существенным признакам можно создать простой и недорогой объект отображения оригинала.

В статье изложен предлагаемый авторами метод математического моделирования сложных нелинейных вентильных преобразовательных систем на АВМ. В основу предложенного метода положено нахождение электрических схем замещения преобразовательных систем, состоящих из последовательно-параллельных соединенных преобразователей [Л. 3]. Эти схемы находятся с помощью, например, непрерывного аналитического спектрально-операторного метода [Л. 4]. Найденная таким образом величина с усреднением пульсаций является достаточно существенной для информации об исследуемой преобразовательной системе [Л. 5].

Для пояснения метода моделирования сложных вентильных систем рассмотрим пример математического моделирования более простой системы, состоящей из источника постоянного тока (ИПТ) с э. д. с. $E_r(p)$ и внутренним сопротивлением R_r , вентильного преобразователя и промышленной сети. С этой целью воспользуемся, например, полученным в [Л. 4] операторным выражением тока гладкого дросселя. Для рассматриваемого случая оно имеет вид:

$$I_d(p) = \frac{E_r(p) + E_d(p)}{R_r + Z_d(p) + k_0 \operatorname{Re} Z_s(p + j\omega)}, \quad (1)$$

где $I_d(p)$ — ток гладкого дросселя; $E_r(p)$ — э. д. с. ИПТ;

$$E_d(p) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi p} E_{m\Phi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)];$$

$E_{m\Phi}$ — амплитуда э. д. с. фазы; α — угол регулирования преобразователя; γ — угол коммутации; R_r — внутреннее сопротивление ИПТ; $Z_d(p) = R_d + L_d p$ — операторное сопротивление гладкого дросселя; $k_0 = \frac{18}{\pi^2} \frac{\sin \gamma}{\gamma}$ — коэффициент приведения к стороне постоянного тока; $k_0 \operatorname{Re} Z_s(p + j\omega) = \frac{k_0 p}{C(p^2 + \omega^2)}$ — операторное сопротивление, приведенное к стороне постоянного тока; C — емкость фазы продольной компенсации реактивной составляющей; L_s — индуктивность рассеяния фазы, приведенная к схемной обмотке; p — оператор Лапласа; $\omega = 2\pi f$; f — частота сети.

Как видно из (1), в него входят операторные э. д. с. $E_r(p)$ и $E_d(p)$, которые могут содержать переменные и постоянные составляющие (если при этом не нарушается логика работы вентилей [Л. 4]):

$$E_r(p) = \frac{E_r}{p} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \frac{\omega_k \cos \psi_k + p \sin \psi_k}{p^2 + \omega^2};$$

$$E_d(p) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi p} E_{m\Phi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] + \sum_{k=1}^{\infty} U_{dk}(p),$$

где k — номер гармоники, присутствующей в э. д. с.

При исследовании были приняты следующие допущения: вентили идеальные; ток гладкого дросселя непрерывен; угол коммутации γ в течение переходного процесса не превышает 60° , при этом изменение γ незначительно влияет на характер переходного процесса [Л. 4]; угол регулирования α в течение переходного процесса остается постоянным [Л. 4]; э. д. с. сети симметрична по fazам, операторные сопротивления faz равны.

По выражению (1) нетрудно составить эквивалентную электрическую схему замещения преобразователя (ИВС или управляемого выпрямителя). Она имеет вид, изображенный на рис. 1. Для нахождения структурной схемы модели по рис. 1 разложим на простые составляющие выражение падения напряжения на приведенном к цепи постоянного тока емкостном сопротивлении

$$U_1(p) = -\frac{k_1 p}{p^2 + \omega^2} I_d(p) \quad (2)$$

или

$$U_1(p) = -\frac{k_1 I_d(p) + k_2 U_3(p)}{p}, \quad (3)$$

где $k_1 = k_0/C$;

$$U_3(p) = k_4 \frac{U_2(p)}{p}, \quad (4)$$

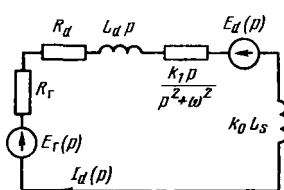


Рис. 1.

$$U_1(p) = -I_d(p) \frac{1}{pC^* + 1/L_0 p}, \quad (6)$$

где $C^* = 1/k_1$; $L_0 = k_1/\omega^2$; pC^* — операторная емкостная проводимость; $1/L_0 p$ — операторная индуктивная проводимость.

Выражение (6) можно реализовать с помощью участка цепи, состоящего из параллельно соединенных конденсатора емкостью C^* и катушки индуктивностью L_0 [Л. 6]. Учитывая выражения (3) или (6), можем записать уравнения, по которым легко найти структурную схему модели преобразователя, схема замещения которого представлена на рис. 1:

$$U_{Ls}(p) = E_r(p) - E_d(p) - I_d(p) \left(R_s + \frac{1}{pC^* + 1/L_0 p} \right) \quad (7)$$

или

$$U_{Ls}(p) = E_r(p) - E_d(p) - I_d(p) \left(R_s + \frac{k_1}{p} \right) - k_2 U_3(p)/p, \quad (8)$$

где $L_s = L_d + k_0 L_s$; $I_d(p) = \frac{k_0 U_{Ls}(p)}{p}$;

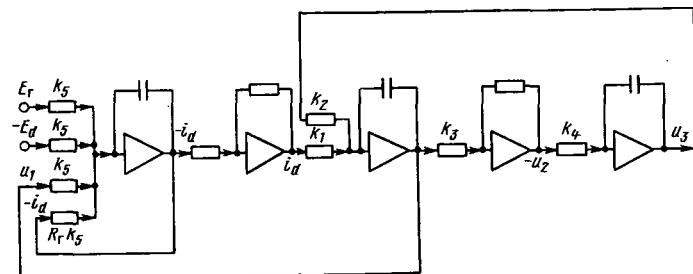


Рис. 2.

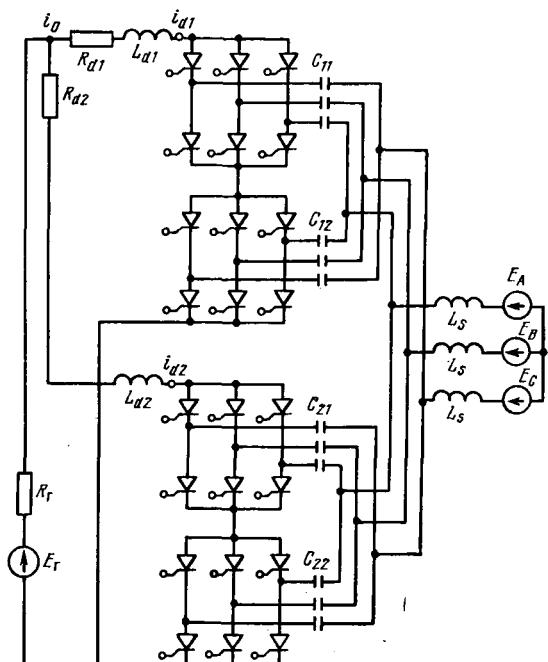


Рис. 3.

$$-U_2(p) = -k_3 U_1(p); \\ \omega^2 = k_2 k_3 k_4. \quad (5)$$

Правомерность записи (3) подтверждается решением системы (3)–(5) относительно $U_1(p)$.

Выражение (2) также можно записать в виде:

$k_5 = 1/L_s$; $k_0 L_s$ — индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к стороне постоянного тока; $R_s = R_r + R_d$.

Структурная схема модели для решения (8) имеет вид, изображенный на рис. 2. Структурная схема модели для решения (7) аналогична найденной.

Разработанная таким образом модель дает возможность исследовать характер переходных процессов тока дросселя $I(p)$ напряжения $U_1(p)$ на приведенной к стороне постоянного тока компенсирующей емкости и напряжения $U_{Ls}(p)$ на эквивалентной индуктивности, протекающих в рассматриваемой системе при ее пуске.

Рассмотрим предлагаемый способ математического моделирования на примере более общего случая реальной системы, состоящей из соединенных последовательно-параллельно вентильных преобразователей, которые электромагнитно связаны по постоянному и переменному токам.

Принципиальная электрическая схема системы, состоящей из двух параллельных ветвей, каждая из которых содержит два последовательно включенных преобразователя, представлена на рис. 3. Из рис. 3 видно, что связи системы осуществляются на стороне постоянного тока через внутреннее сопротивление ИПТ R_s , на стороне переменного тока через индуктивность рассеяния трансформатора L_s .

Электрическая схема замещения такой системы может быть построена из элементов электрической схемы замещения преобразователя, представленной на рис. 1. Если этим элементам присвоить соответствующие ветвям индексы, то эквивалентная схема по рис. 3 примет вид, изображенный на рис. 4. На рис. 4 введены следующие обозначения:

$$E_1(p) = E_{d11}(p) + E_{d12}(p) = N_1 \{E_{m\phi 11} [\cos \alpha_{11} + \cos (\alpha_{11} + \gamma_{11})] + E_{m\phi 12} [\cos \alpha_{12} + \cos (\alpha_{12} + \gamma_{12})]\}; \\ R_{d1} = R_{d11} + R_{d12};$$

$$k_{11} \operatorname{Re} Z_{s11}(p + j\omega) = k_{11} \frac{p}{p^2 + \omega^2}; \quad k_{11} = \frac{18 \sin \gamma_{11}}{\pi^2 C_{11} \gamma_{11}};$$

$$k_{12} \operatorname{Re} Z_{s12}(p + j\omega) = k_{12} \frac{p}{p^2 + \omega^2}; \quad k_{12} = \frac{18 \sin \gamma_{12}}{\pi^2 C_{12} \gamma_{12}};$$

$$L_{d1} = L_{d11} + L_{d12};$$

$$E_2(p) = E_{d21}(p) + E_{d22}(p) = N_1 \{E_{m\phi 21} [\cos \alpha_{21} + \cos (\alpha_{21} + \gamma_{21})] + E_{m\phi 22} [\cos \alpha_{22} + \cos (\alpha_{22} + \gamma_{22})]\};$$

$$R_{d2} = R_{d21} + R_{d22};$$

$$k_{21} \operatorname{Re} Z_{s21}(p + j\omega) = k_{21} \frac{p}{p^2 + \omega^2}; \quad K_{21} = \frac{18 \sin \gamma_{21}}{\pi^2 C_{21} \gamma_{21}};$$

$$k_{22} \operatorname{Re} Z_{s22}(p + j\omega) = k_{22} \frac{p}{p^2 + \omega^2}; \quad K_{22} = \frac{18 \sin \gamma_{22}}{\pi^2 C_{22} \gamma_{22}};$$

$$L_{d2} = L_{d21} + L_{d22}; \quad N_1 = 3\sqrt{3}/2\pi p;$$

$\alpha_1(p)$; $I_{d1}(p)$ — токи в соответствующих параллельных ветвях; $k_0 = \frac{18 \sin \gamma_0}{\pi^2 \gamma_0}$, $k_0 L_s$ — индуктивность связи; $I_0(p)$ — ток связи, где первая цифра индексов указывает номер ветви; вторая — номер элемента ветви.

Однако в системе, представленной на рис. 3, взаимосвязь преобразователей по цепи переменного тока определяется параметрами элементов связи и режимами этих преобразователей. Очевидно, что такая связь является нелинейной и сложной. Выделить ее в явной форме не представляется возможным. Из [Л. 4] известно, что небольшие изменения углов коммутации (например, в пределах $0 \leq \gamma \leq 30^\circ$) незначительно влияют на коэффициенты приведения к стороне постоянного тока ($k_0, k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}$). Если при этом принять $C_{11} \approx C_{12} \approx C_{21} \approx C_{22}$, то можно записать, что $k_0/C \approx k_{11} \approx k_{12} \approx k_{22} \approx k_{21}$. При таких дополнительных допущениях найденная схема (см. рис. 4) позволяет исследовать переходные процессы при неравных токах и углах управления в преобразователях. Для этой схемы запишем следующую систему дифференциальных уравнений:

$$U_{ab}(p) = E_{s1}(p) + I_{d1}(p) \left(R_{d1} + L_{d1}p + k_0 \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right); \quad (9)$$

$$U_{ab}(p) = E_{s2}(p) + I_{d2}(p) \left(R_{d2} + L_{d2}p + k_{s2} \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right); \quad (10)$$

$$U_{ab}(p) = E_r(p) - I_0(p) (R_r + k_0 L_s p); \quad (11)$$

$$I_0(p) = I_{d1}(p) + I_{d2}(p), \quad (12)$$

где

$$k_{s1} = k_{11} + k_{12}; \quad k_{s2} = k_{21} + k_{22}.$$

Для нахождения структурной схемы модели, построенной по рис. 4, представим члены $\frac{k_{s1}p}{p^2 + \omega^2}$ и $\frac{k_{s2}p}{p^2 + \omega^2}$, как и для (2), в виде простых составляющих:

$$\left. \begin{aligned} U_{11}(p) &= -\frac{I_{d1}(p) k_{s1} + U_{13}(p) k_1}{p}, \\ -U_{12}(p) &= -k_2 U_{11}(p); \\ U_{13}(p) &= k_3 U_{12}(p)/p; \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{21}(p) &= -\frac{I_{d2}(p) k_{s2} + U_{23}(p) k_4}{p}, \\ -U_{22}(p) &= -k_5 U_{21}(p); \\ U_{23}(p) &= k_6 U_{22}(p)/p, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$I_{d1}(p) = k_{14} U_{L1}(p)/p; \quad k_{14} = 1/L_{d1}; \quad k_{15} = R_{d1} k_{14};$$

$$I_{d2}(p) = k_{24} U_{L2}(p)/p; \quad k_{24} = 1/L_{d2}; \quad k_{25} = R_{d2} k_{24}.$$

Из (9) и (10) можно найти падения напряжений на индуктивных сопротивлениях ($L_{d1}p$ и $L_{d2}p$):

$$U_{L1}(p) = U_{ab}(p) - E_{s1}(p) - I_{d1}(p) \left(R_{d1} + k_{s1} \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right); \quad (15)$$

$$U_{L2}(p) = U_{ab}(p) - E_{s2}(p) - I_{d2}(p) \left(R_{d2} + k_{s2} \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right), \quad (16)$$

где

$$I_{d1}(p) = k_{14}(p) \frac{U_{L1}(p)}{p}; \quad k_{14} = 1/L_{d1}; \quad k_{15} = R_{d1} k_{14};$$

$$I_{d2}(p) = k_{24}(p) \frac{U_{L2}(p)}{p}; \quad k_{24} = 1/L_{d2}; \quad k_{25} = R_{d2} k_{24}.$$

Входящая в уравнения (9)–(11), (15) и (16) величина, равная разности потенциалов точек a и b ($U_{ab}(p)$), найдена с помощью структурной схемы, описанной в [Л. 7].

В результате для решения системы дифференциальных уравнений (11)–(16) структурная схема модели электрической схемы замещения преобразовательной системы имеет вид, изображенный на рис. 5. Из рис. 5 видно, что для исследования такой сложной преобразовательной системы потребовалось всего тринадцать ОУ (вместо 206 [Л. 2]), отпала необходимость в контактных элементах и логических полупроводниковых блоках. Простота конструкции структурной схемы такой модели позволила снизить затраты машинного и рабочего времени, полезной площасти, производственных помещений и резко повысить ее надежность.

Из вышеизложенного, очевидно, что несложно найти структурную схему модели вентильной преобразовательной системы, состоящей из параллельно соединенных θ ветвей, каждая из которых, в свою очередь, может состоять из t последовательно соединенных преобразователей.

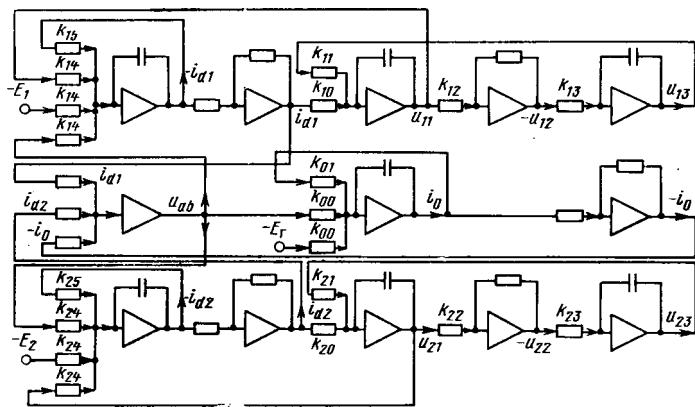


Рис. 5.

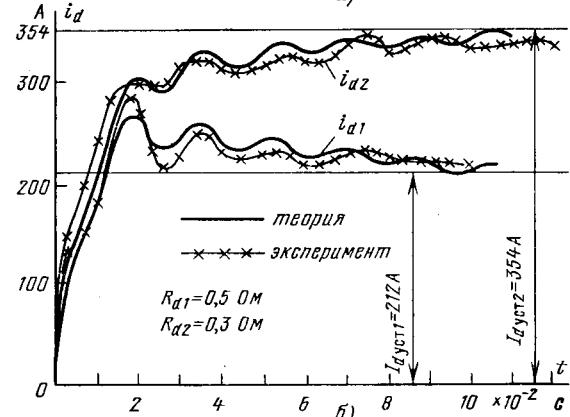
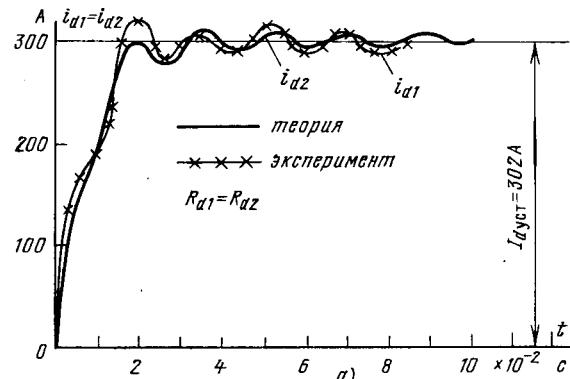


Рис. 6.

Рассмотрим случай, когда электромагнитная связь осуществляется только по стороне переменного тока ($k_0 L_s p$). В этом случае э. д. с. ($E_r(p)$) и падения напряжения на внутренних сопротивлениях ИПТ ($U_{Br}(p)$) принимают индексы соответствующих параллельных ветвей ($E_{r1}(p)$, $E_{r2}(p)$, $U_{Br1}(p)$, $U_{Br2}(p)$, где $U_{Br1}(p) = -I_{d1}(p) R_{r1}$; $U_{Br2}(p) = -I_{d2}(p) R_{r2}$) и в виде сигналов подаются не на вход интегратора ветви взаимосвязи между преобразователями (как это было для предыдущего случая), а на входы первых интегралов структурных схем моделей отдельных преобразователей. При этом сигналы, соответствующие падениям напряжений [$U_{Br1}(p)$ и $U_{Br2}(p)$], и э. д. с. [$E_{r1}(p)$ и $E_{r2}(p)$] формируются и подаются таким же образом, как и в случае исследования одного преобразователя (см. рис. 2), а также отпадает необходимость инвертирования тока i_0 в цепи связи. Остальные части структурной схемы модели рассматриваемого случая остаются без изменения (см. рис. 5).

Рассмотрим случай, когда электромагнитная связь осуществляется только на стороне постоянного тока (по R_r). В этом случае отсутствует операция дифференцирования в вет-

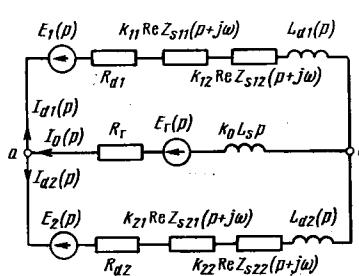


Рис. 4.

ви взаимосвязи. Поэтому структурная схема модели ветви взаимосвязи принципиально меняется. Она будет состоять из одного операционного усилителя, на вход которого подаются сигналы, соответствующие э. д. с. ИПТ [$E_r(p)$] и падению напряжения на его внутреннем сопротивлении [$U_{ir}(p)$], а с выхода получим сигнал, соответствующий разности потенциалов точек a и b [$U_{ab}(p)$].

Остальные части структурной схемы останутся без изменения (см. рис. 5) с той лишь разницей, что коэффициенты k_{14} и k_{24} будут определяться как

$$k_{14} = 1/(L_{d1} + k_{10}L_{S1}); \quad k_{24} = 1/(L_{d2} + k_{20}L_{S2});$$

$$k_{10} = \frac{18}{\pi^2} \frac{\sin \gamma_1}{\gamma_1}; \quad k_{20} = \frac{18}{\pi^2} \frac{\sin \gamma_2}{\gamma_2}.$$

С целью проверки предлагаемого метода проведено математическое и физическое моделирование для последнего случая. На рис. 6 представлены кривые переходных процессов токов слаживающих дросселей при симметричном (а) и асимметричном (б) пусках системы, состоящей из двух взаимосвязанных по стороне постоянного тока вентильных преобразователей. Кривые получены с помощью математического и физического моделирования с равными ($R_{d1}=R_{d2}$, см. рис. 6, а) и неравными ($R_{d1}\neq R_{d2}$, см. рис. 6, б) активными сопротивлениями в цепи слаживающих дросселей.

Экспериментальные кривые построены по осциллограммам с усреднением пульсаций. Из сравнения кривых видно, что точность предлагаемого метода составляет в максимальном выбросе 6%.

При практическом моделировании системы, состоящей из двух и более компенсированных преобразователей взаимосвязанных по цепи постоянного тока, необходимо учитывать реальные сопротивления в цепях. Иначе переходный процесс, протекающий в такой системе, будет расходящимся.

Выводы. 1. Разработана методика получения электрических схем замещения сложных вентильных преобразовательных систем.

2. По сравнению с существующими предложенный метод позволяет повысить надежность модели исследуемой на АВМ

сложной вентильной преобразовательной системы за счет существенного сокращения количества операционных усилителей, отсутствия в ней логических полупроводниковых блоков и контактных элементов.

3. Разработанный метод математического моделирования сложных вентильных преобразовательных систем дает возможность исследовать электромагнитные процессы в них не только по усредненным величинам, но и с учетом пульсирующих составляющих, генерируемых источником э. д. с. и самими преобразователями.

4. Сравнение результатов математического и физического моделирования показало достаточно высокую точность предлагаемого метода. Метод может применяться во всех случаях, когда не требуется знания мгновенных значений токов и напряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Магнитогидродинамический метод получения электроэнергии. Под ред. В. А. Кириллина, А. Е. Шейндлина. — М.: Энергия, 1968.
2. Болдырев Е. А. Принцип расчета электрических цепей с идеальными вентилями. — Электричество, 1973, № 12.
3. А. с. 728138 (СССР). Модель системы вентильных преобразователей/ Б. М. Антонов, С. В. Крайнов, П. Ф. Мерабишвили, С. И. Пищикова, Е. И. Случанко. Опубл. в Б. И., 1980, № 14.
4. Мерабишвили П. Ф., Случанко Е. И. Исследование установившихся и переходных процессов в трехфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций. — Электричество, 1973, № 4.
5. Толстов Ю. Г., Мерабишвили П. Ф. Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным величинам. — Электричество, 1973, № 7.
6. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергия, 1967.
7. Динамика вентильного электропривода постоянного тока/ Н. В. Донской, А. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздеев. — М.: Энергия, 1975.

[29.05.80]



УДК 621.374.013.018.782.3.001.24

Расчет электромагнитных и электромеханических переходных процессов в индукционно-динамических системах

БАЛТАХАНОВ А. М., инж., БОНДАЛЕТОВ В. Н., доктор техн. наук

Отделение ВЭИ в г. Истра

В [Л. 1 и 2] анализ электромеханического преобразования энергии в импульсных магнитных полях основывается на теории электрических цепей. Из расчета цепных схем замещения определяются интегральные характеристики переходного процесса (разрядный ток, конечная скорость якоря и время ускорения якоря). Однако такой расчет не учитывает влияния геометрии проводников (в частности, высоту индуктора), не позволяет найти распределение электромагнитного поля, распределение электродинамических усилий и потерю в индукционно-динамических системах. Наиболее полный анализ электромагнитных и электромеханических переходных процессов при разряде емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) на систему «индуктор—проводник» может быть произведен при сочетании методов теории электромагнитного поля и теории электрических цепей. В [Л. 3] на основе такого сочетания выполнен анализ переходного процесса при разряде ЕНЭ на подвижные бифилярные проводники.

Целью статьи является разработка метода расчета распределения тока и электродинамических усилий в витках индуктора и в якоре. Электромагнитные процессы в индукторе и якоре описываются методами теории поля, а внешний контур (ЕНЭ и подводящий токопровод) представлен цепной схемой замещения.

Формулировка задачи. При разряде конденсаторной батареи емкостью C , предварительно заряженной до напряжения

U_0 , на массивный многовитковый индуктор (рис. 1) создается импульсное магнитное поле, которое наводит вихревые токи в ускоряемом проводнике (якоре), расположенному над индуктором. Индуктор неподвижен, якорь массой m за счет электродинамических сил взаимодействия импульсного магнитного поля и вихревых токов в якоре ускоряется в направлении оси z .

Если пренебречь шагом спирали витков индуктора, то плотность тока в проводниках имеет только угловую составляющую

$$\vec{\delta}(Q, t) = e_\phi \vec{\delta}(Q, t).$$

Система интегродифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные и электромеханические переходные процессы в рассматриваемом устройстве, имеет вид:

$$\frac{2\pi Q \delta(Q, t)}{\gamma_{po}} + \frac{d\Phi_Q}{dt} = \begin{cases} u_p(t), & p = 1, 2, \dots, w; \\ 0, & p = w+1, \end{cases} \quad (1)$$

$$Q \in s_1, s_2, \dots, s_{w+1};$$

$$\int_{s_1} \delta(Q, t) ds_1 - \int_{s_p} \delta(M, t) ds_p = 0, \quad (2)$$

$$p = 2, 3, \dots, w;$$

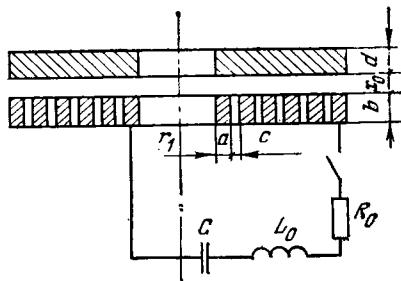


Рис. 1. Расчетная индукционно-динамическая система.

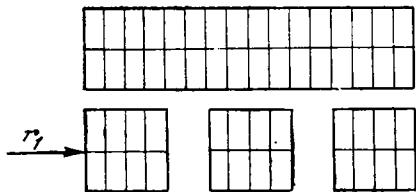


Рис. 2. Сетка, нанесенная на меридианное сечение проводников.

$$\sum_{p=1}^w u_p(t) = U_0 - \frac{1}{C} \int_0^t idt - R_0 i - L_0 \frac{di}{dt}; \quad (3)$$

$$m \frac{dv}{dt} = 2\pi \int_{s_{w+1}}^{\infty} \delta(Q, t) B_r(Q) r_Q ds_{w+1}; \quad (4)$$

$$\frac{dx}{dt} = v(t); \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} z_Q(t) &= z_Q(0), \quad p = 1, 2, 3, \dots, w; \\ z_Q(t) &= z_Q(0) + x(t) - x(0), \quad p = w + 1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

при следующих начальных условиях:

$$\left. \begin{aligned} \delta(Q, 0) &= 0; \\ v(0) &= 0; \\ x(0) &= x_0, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где p и w — номер витка и количество витков индуктора; γ_{po} и s_p — удельная электропроводность и сечение витка p ; L_0 и R_0 — внутренняя индуктивность и сопротивление емкостного накопителя энергии; Φ_Q и $B_r(Q)$ — магнитный поток, охваченный нитью тока, проходящего через точку Q и радиальная составляющая индукции магнитного поля в точке Q .

Магнитный поток определяется из выражения [Л. 4]:

$$\Phi_Q = \mu_0 \sqrt{r_Q} \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k}^{\infty} \delta(M, t) \sqrt{r_M} K(Q, M) ds_k, \quad (8)$$

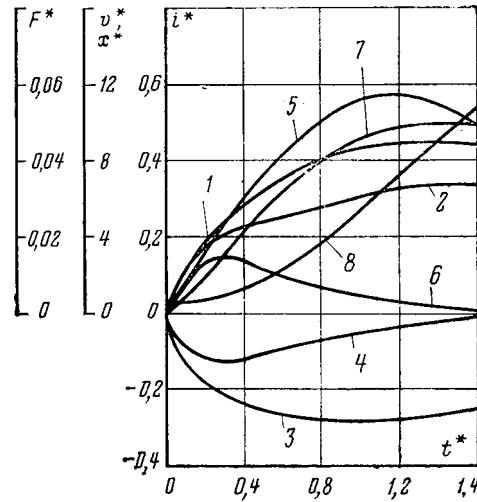
$$\text{где } K(Q, M) = \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k);$$

$$k = 2 \sqrt{r_M r_Q} / \sqrt{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}$$

— модуль полных эллиптических интегралов первого и второго рода $K(k)$ и $E(k)$ [Л. 5].

Радиальную составляющую индукции магнитного поля находим из выражения [Л. 6]:

$$B_r(Q) = \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k}^{\infty} \frac{\delta(M) (z_Q - z_M)}{r_Q \sqrt{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ \times \left[-K + \frac{r_Q^2 + r_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(r_Q - r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] ds_k. \quad (9)$$

Рис. 3. Кривые изменения токов в индукторе (1, 2) и якоре (3, 4), аксиальной силы, действующей на якорь (5, 6), скорости якоря (7) и расстояния между индуктором и якорем (8) при неподвижном якоре (1, 3, 5) и при ускорении якоря массой $m^* = 0,001$ (2, 4, 6, 7, 8).

Введем следующую функцию [Л. 6]:

$$\tilde{\delta}(Q, t) = \delta(Q, t) \sqrt{r_Q}. \quad (10)$$

Подставляя (8) и (9) в уравнения (1), (2), (4) и используя (10), получаем:

$$\tilde{\delta}(Q, t) + \frac{\mu_0 \gamma_{po}}{2\pi} \frac{d}{dt} \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k}^{\infty} \tilde{\delta}(M, t) K(Q, M) ds_k =$$

$$= \begin{cases} \frac{\gamma_{po}}{2\pi \sqrt{r_Q}} u_p(t), & p = 1, 2, \dots, w; \\ 0, & p = w + 1, \end{cases} \quad (11)$$

$$Q \in s_1, s_2, \dots, s_{w+1};$$

$$\int_{s_1}^{\tilde{\delta}(Q, t)} \frac{ds_1}{\sqrt{r_Q}} - \int_{s_p}^{\tilde{\delta}(M, t)} \frac{ds_p}{\sqrt{r_M}} = 0, \quad (12)$$

$$p = 2, 3, \dots, w;$$

$$m \frac{dv}{dt} = \mu_0 \int_{s_{w+1}}^{\infty} \tilde{\delta}(Q, t) \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k}^{\infty} \times$$

$$\times \frac{\tilde{\delta}(M, t) (z_Q - z_M)}{\sqrt{r_Q r_M} \sqrt{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times$$

$$\times \left[-K + \frac{r_Q^2 + r_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(r_Q - r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] ds_k. \quad (13)$$

Таким образом, анализ электромагнитных и электромеханических переходных процессов в разрядном контуре емкостного накопителя энергии с индукционно-динамическим устройством сводится к решению интегродифференциальных уравнений (11)–(13), (3), (5) и (6) совместно с начальными условиями (7).

Если индуктор намотан «тонким» проводом, т. е. линейные размеры проводника не превышают глубину проникновения электромагнитной волны, то справедливо допущение о равномерном распределении тока по сечению витков индуктора. В этом случае уравнения (11)–(13) и (3) упрощаются и плотность тока в сечении витков принимаем равной

$$\delta(Q, t) = \frac{i(t)}{s_p}, \quad Q \in s_1, s_2, \dots, s_w,$$

где s_p — сечение витка индуктора.

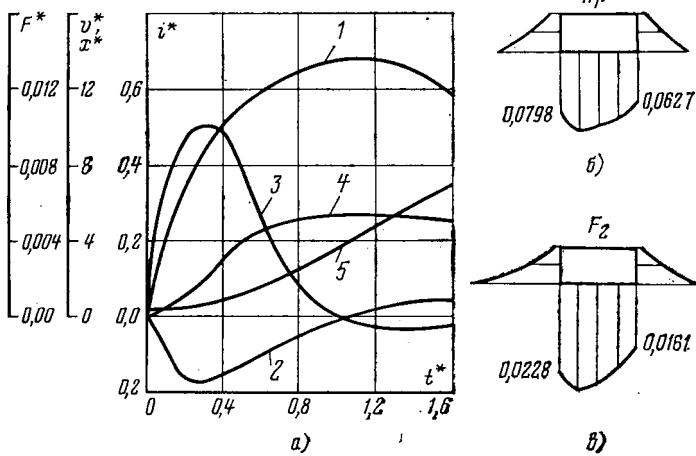


Рис. 4. Результаты расчета электромеханического переходного процесса.

a — интегральные характеристики переходного процесса: 1 — i^*_1 , 2 — i^*_2 , 3 — F^*_1 , 4 — v^* , 5 — x^* ; *b* — эпюра распределения радиальной составляющей напряженности магнитного поля по сечению якоря в момент времени $t^*=0,2$; *b* — эпюра распределения аксиальных электродинамических усилий по сечению якоря в момент времени $t^*=0,2$.

Для удобства анализа уравнения, описывающие переходный процесс, приведем к безразмерному виду. Принятая система базисных и относительных единиц приведена в приложении.

Численный метод решения. Рассматриваемая задача может быть решена только численными методами. Введем временную сетку с шагом $\tau (t_j=j\tau, j=0, 1, 2, \dots)$. Используя разностные аналоги производных, преобразуем уравнения (11), (12) и (13):

$$\begin{aligned} & \tilde{\delta}(Q, t_{j+1}) + \lambda_p \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k} (M, t_{j+1}) K(Q, M, t_{j+1}) ds_k - \\ & - \left\{ \begin{array}{ll} \frac{r_1}{V r_Q} u_p(t_{j+1}), & p = 1, 2, \dots, w \\ 0, & p = w+1 \end{array} \right. = \\ & = \lambda_p \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k} \tilde{\delta}(M, t_j) K(Q, M, t_j) ds_k, \quad (14) \end{aligned}$$

$Q \in s_1, s_2, \dots, s_{w+1};$

$$\int_{s_1} \frac{\tilde{\delta}(Q, t_{j+1})}{V r_Q} ds_1 - \int_{s_p} \frac{\tilde{\delta}(M, t_{j+1})}{V r_M} ds_p = 0, \quad (15)$$

$p = 2, 3, \dots, w;$

$$\sum_{p=1}^w u_p(t_{j+1}) = f[i(t_j)], \quad (16)$$

$$\text{где } i(t_{j+1}) = \frac{1}{b} \int_{s_1} \frac{\tilde{\delta}(Q, t_{j+1})}{V r_Q} ds_1.$$

Одним из подходов к решению полученной нелинейной системы интегральных уравнений (14)–(16) является линеаризация интегрального уравнения при достаточно малом шаге τ , т. е. принятие условия

$$f[i(t_{j+1})] \approx f[i(t_j)]. \quad (17)$$

Подставляя (17) в (16), получаем систему линейных интегральных уравнений для каждого момента времени t_{j+1} , методы решения которого известны [Л. 7]. Для решения системы интегральных уравнений используем метод квадратных формул, состоящий в замене интегрального уравнения аппроксимирующей системой алгебраических уравнений относитель-

но дискретных значений плотности распределения тока и ее решений [Л. 7].

На симметричную половину сечения проводников нанесем прямоугольную сетку (рис. 2). Обозначим через n, m — индексы узлов сетки ($n, m=1, 2, \dots, N-1, N, N+1, \dots, N-1, N$). Пусть $N-1$ узлов находятся в сечении всех витков индуктора и $(N-N)$ узлов — в сечении якоря. Заменим интегралы по сечению проводников суммами, используя квадратную формулу с узлами M_m и весами c_m :

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{w+1} \int_{s_k} \tilde{\delta}(M, t_{j+1}) K(Q_n, M, t_{j+1}) ds_k = \\ & = \sum_{m=1}^N c_m \tilde{\delta}(M_m, t_{j+1}) K(Q_n, M_m, t_{j+1}). \quad (18) \end{aligned}$$

Ядро интегрального уравнения (14) имеет интегрируемую особенность логарифмического типа. Поэтому в качестве $K(Q_n, Q_n)$ принималось усредненное значение ядра в окрестности особой точки [Л. 6]. Подставляя (18) в (14) и (15), получаем систему линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} & \tilde{\delta}(Q_n, t_{j+1}) + \lambda_p \sum_{m=1}^N c_m \tilde{\delta}(M_m, t_j) K(Q_n, M_m, t_{j+1}) - \\ & - \left\{ \begin{array}{ll} \frac{r_1}{V r_Q} u_p(t_{j+1}), & p = 1, 2, \dots, w; \\ 0, & p = w+1, \end{array} \right. = \\ & = \lambda_p \sum_{m=1}^N c_m \tilde{\delta}(M, t_j) K(Q_n, M_m, t_j), \quad (19) \\ & n = 1, 2, 3, \dots, N-1, N; \end{aligned}$$

$$\sum_{s_1} c_n \frac{\tilde{\delta}(Q_n, t_{j+1})}{V r_n} - \sum_{s_p} c_m \frac{\tilde{\delta}(M, t_{j+1})}{V r_m} = 0, \quad (20)$$

$p = 2, 3, \dots, w;$

$$\sum_{p=1}^w u_p(t_{j+1}) = f[i(t_j)]. \quad (21)$$

Аналогично заменим производные и интегралы в уравнениях (13), (5) и (6) их разностными аналогами и суммами:

$$v^{j+1} = v^j + F z^j / m; \quad (22)$$

$$x^{j+1} = x^j + 0,5(v^{j+1} + v^j)\tau; \quad (23)$$

$$z_n^{j+1} = \begin{cases} z^0_n, & p = 1, 2, 3, \dots, w; \\ z^0_n + x^{j+1} - x^0, & p = w+1; \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} & F z^j = \frac{1}{2\pi b r_1} \sum_{n=N+1}^N c_n \tilde{\delta}(Q_n, t_j) \sum_{m=1}^N c_m \tilde{\delta}(M_m, t_j) \times \\ & \times \frac{z_n^j - z_m^j}{\sqrt{(r_n - r_m)^2 + (z_n - z_m)^2} V r_m} \times \\ & \times \left[-K + \frac{r_n^2 + r_m^2 + (z_n - z_m)^2}{(r_n - r_m)^2 + (z_n + z_m)^2} E \right]. \quad (25) \end{aligned}$$

Система линейных алгебраических уравнений (19)–(21) решается совместно с уравнениями (22)–(25) при начальных условиях (7). Порядок системы линейных алгебраических уравнений (19)–(21) высокий (выше 100), матрица коэффициентов плотно заполненная, поэтому для ее решения на ЦВМ предпочтительно использовать клеточные методы [Л. 8]. При решении клеточными методами системы (19)–(21) не требуется хранить в оперативной памяти машины всю матрицу коэффициентов, достаточно обрабатывать одну за другой отдельные клетки матрицы.

Пример. Ниже приведены результаты расчета при следующих параметрах системы: $r^*_1=5; a^*=2; b^*=2; c^*=1; x^*_0=0,5; d^*=2; m^*=0,001; R^*_0=L^*_0=0; w=3$. Сетка, нанесенная на меридианное сечение проводников, показана на рис. 2. Величины шагов по координатам и по времени найдены путем подбора в процессе пробного счета ($h_r=0,5; h_z=1; \tau=0,02$). Ко-

личество узлов сетки 98, порядок системы линейных алгебраических уравнений 101. Расчет электромеханического переходного процесса при совместном решении уравнений (19)–(25) в интервале времени $0 < t^* < 1,6$ потребовал 8,5 ч машинного времени на ЕС 1020.

На рис. 3 изображены интегральные характеристики переходного процесса. При принятых базисных единицах к. п. д. электромеханического преобразования энергии численно равен величине относительной кинетической энергии: $\eta = m^* v^{*2} = 0,001 \cdot 10^2 = 0,1$.

Анализ распределения плотности токов по сечениям проводников показал, что наиболее неравномерное распределение тока наблюдается по сечению первого витка; по мере удаления от оси индуктора ток распределяется более равномерно по сечению витка. Если в первом витке ток в основном протекает по сторонам витка, обращенным к оси индуктора и поверхности якоря, то в третьем витке большая часть тока протекает только по стороне витка, обращенной к якорю. В якоре распределение плотности тока по радиусу имеет колебательный характер, максимумы расположены напротив витков индуктора. Радиальная составляющая напряженности магнитного поля и аксиальные электродинамические усилия, как и плотность тока в якоре, имеют максимумы напротив витков.

На рис. 4 представлены кривые электромеханического переходного процесса и эпюры распределения напряженности магнитного поля и аксиальных электродинамических усилий по сечению якоря в случае одновиткового индуктора при следующих параметрах системы: $\omega = 1$; $r^* = 1$; $a^* = 2$; $b^* = 2$; $c^* = 1$; $x^* = 0,5$; $d^* = 1$; $m^* = 0,001$; $R^* = L^* = 0$. Коэффициент полезного действия преобразования энергии $\eta = 0,001 \cdot 5^2 = 0,025$.

Сравнивая результаты расчета для одновиткового и многовиткового индукторов, можно отметить, что с увеличением числа витков индуктора увеличивается к. п. д. преобразования энергии, распределение напряженности магнитного поля и электродинамических усилий по поверхности якоря становится более равномерным.

Приложение. При решении задачи были введены следующие базисные и безразмерные величины:

$$t_6 = \sqrt[3]{\frac{\mu_0}{\Upsilon_{10}} \left(\frac{2\pi r_1 C}{b} \right)^2}; \quad x_6 = \sqrt[3]{\frac{2\pi r_1 C}{\mu_0 b \Upsilon_{10}^2}};$$

$$R_6 = t_6/C; \quad L_6 = t_6^2/C;$$

$$\delta_6 = CU_0/bx_6 t_6; \quad H_6 = CU_0/bt_6;$$

$$i_6 = CU/t_6;$$

$$z^* = z/x_6; \quad r^* = r/x_6;$$

$$H^* = H/H_6; \quad \delta^* = \delta/\delta_6;$$

$$u^*_c = u_c/U_0; \quad i^* = \frac{1}{b^*} \int_{s_1} \delta^*(Q) ds_1;$$

$$f^* [i^*(t)] = 1 - R^* i^* - L^* \frac{di^*}{dt} - \int_0^{t^*} i^* di;$$

$$i = \begin{cases} 1/2\pi; & i = 1; \\ \frac{\Upsilon_{20}/\Upsilon_{10}}{2\pi}, & i = 2. \end{cases}$$

Для приведения к безразмерному виду уравнения движения введены следующие базисные и безразмерные величины:

$$v_6 = x_6/t_6; \quad m_6 = CU_0^2/v_6^2; \\ F_6 = CU_0^2/x_6; \quad v^* = v/v_6; \quad m^* = m/m_6; \\ F^* = F/F_6.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Энергетические соотношения в колебательном контуре, используемом для пластического деформирования проводящих тел электромагнитными силами. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 1.
- Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод. — Электричество, 1973, № 10.
- Балтаханов А. М., Бондалетов В. Н. Разряд емкостного накопителя энергии на подвижные бифилярные проводники. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 2.
- Нейман Л. Р., Демирчян Л. С. Теоретические основы электротехники. — М.: Энергия, 1966, т. 2.
- Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. — М.: Наука, 1977.
- Тозони О. В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. — Киев: Техника, 1967.
- Верлань А. Ф., Сизиков В. С. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ. — Киев: Наукова думка, 1978.
- Воеводин В. В. Численные методы алгебры. Теория и алгоритмы. — М.: Наука, 1966.

[105.02.80]



УДК 621.311.6.012.6.001.5

К исследованию нелинейных характеристик источников питания

ВАСИЛЬЕВ В. В.

Институт высоких температур АН СССР

Прогресс в разработке и исследованиях новых способов получения электроэнергии (основанных на прямом преобразовании тепловой или химической энергии в электрическую) ставит задачу более полного изучения новых источников энергии с целью эффективного использования их характеристик.

Одним из основных является вопрос отыскания общих условий существования экстремальных точек в кривой, определяющей характеристику выходной мощности источника. Внешние характеристики новых источников электроэнергии, как правило, нелинейны и рабочая точка с максимальной энергией, отдаваемой источником, в общем случае определяется не однозначно.

Рассмотрим источник электроэнергии, внешняя характеристика которого имеет вид:

$$u = f(i). \quad (1)$$

Будем полагать, что для функции (1) существуют и непрерывны производные до n -го порядка. Мощность в цепи нагрузки

$$P = ui. \quad (2)$$

5*

Для определения экстремума функции найдем ее первую производную:

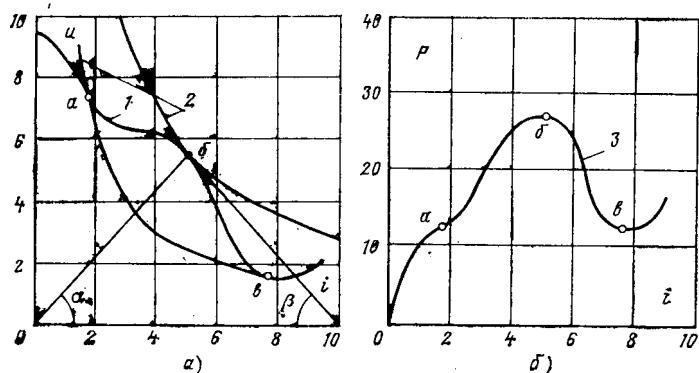
$$\frac{dp}{di} = \frac{d(ui)}{di} = u + i \frac{du}{di}, \quad (3)$$

а затем приравняем ее нулю:

$$u + i \frac{du}{di} = 0 \quad (4)$$

и из полученного уравнения (4) найдем действительные положительные корни, т. е. определим критические точки (i_0).

Можно показать, что функция (2) удовлетворяет условию теоремы Ролля, поэтому уравнение (4) имеет решение [Л. 1]. Первый член уравнения (напряжение u) в интервале от режима холостого хода (х. х.) до режима короткого замыкания (к. з.) положителен, второй член будет меньше нуля (отрицателен) только при условии $\frac{du}{di} < 0$, так как ток i также положителен.



Внешняя характеристика источника (а) и характеристика мощности источника энергии (б).

1 — внешняя характеристика; 2 — гиперболы; 3 — характеристика мощности; а — точка перегиба; б — точка максимума; в — точка минимума.

жителен. Таким образом, уравнение (4) имеет решение только на падающем участке внешней характеристики источника.

Известно (способ Ньютона), что если функция $f(x)$ непрерывна на отрезке $[a, b]$ и $f(a)f(b) < 0$, причем $f'(x) \neq 0$ при $a < x < b$, то уравнение $f(x)=0$ имеет один и только один действительный корень $x=c$ на интервале (a, b) . Исходя из этих условий, проведем анализ функции (3) на существование единственной экстремальной точки при различных видах внешней характеристики источника.

Функция (3) непрерывна, так как является суммой непрерывных функций. Нетрудно показать, что

$$\frac{dp}{di} \Big|_{i=i_{x,x}} \frac{dp}{di} \Big|_{i=i_k} < 0.$$

Первая производная функция (3)

$$\frac{d^2p}{di^2} = 2 \frac{du}{di} + i \frac{d^2u}{di^2}. \quad (5)$$

Пусть внешняя характеристика источника представляет собой прямую линию или кривую, выпуклость которой обращена вверх (далее, как это принято в [Л. 1], будем считать ее выпуклой, а если выпуклость обращена вниз — вогнутой).

В этом случае $\frac{d^2u}{di^2} \leq 0$, выражение (5) меньше нуля и, следо-

вательно, уравнение (4) имеет единственное решение.

Если внешняя характеристика источника вогнута, то единственное решение строго определено при выполнении следующего условия:

$$\frac{d^2u}{di^2} < -\frac{2}{i} \frac{du}{di}. \quad (6)$$

Однако при выполнении необходимых условий существования экстремума в критической точке необходимо знать знак второй производной исследуемой функции (2), т. е. знак выражения (5). Приведенные ранее рассуждения относительно знака выражения (5) дополним следующим: если внешняя характеристика источника представляет собой прямую линию или выпуклую кривую, то для выходной мощности источника имеет место один и только один экстремум — максимум; если же внешняя характеристика источника имеет вогнутый вид, то в критической точке может быть как максимум, так и минимум, но если неравенство (6) удовлетворяется, имеет место один и только один экстремум — максимум.

Для геометрической интерпретации приведенных выше рассуждений преобразуем уравнение (4) к следующему виду:

$$\frac{du}{di} = -\frac{u}{i}. \quad (7)$$

Разделяя переменные в уравнении (7), получаем уравнение вида

$$\frac{du}{u} + \frac{di}{i} = 0,$$

интегрируя которое, находим

$$\ln u + \ln i = C.$$

Произвольную постоянную C удобно записать в виде $C = \ln P_0$. Тогда общий интеграл уравнения (7) имеет вид:

$$ui = P_0$$

и геометрически представляет собой семейство гипербол, в данном случае линий постоянной мощности.

С другой стороны, уравнение (7) определяет для каждой точки с координатами i и u значение производной, т. е. угловой коэффициент касательной к интегральной кривой, проходящей через эту точку. Но эта касательная является также касательной и к внешней характеристике источника, следовательно, частными решениями уравнения (7) будут те гиперболы, которые касаются внешней характеристики источника энергии (касание первого порядка).

Отношение u/i определяет угловой коэффициент секущей, проведенной из начала координат через точку с координатами i и u , а так как оно равно производной, взятой с обратным знаком, то в критической точке секущая и касательная к внешней характеристике источника совместно с осью тока (абсцисс) образуют равнобедренный треугольник.

Критическая точка i_0 , найденная из уравнения (4), принадлежит некоторой гиперболе, уравнение которой записывается в виде

$$ui = P_0 = u_0 i_0,$$

где $u_0 = f(i_0)$.

Найдем производные для гиперболы в критической точке:

$$\frac{du_r}{di} \Big|_{i=i_0} = -\frac{P_0}{i_0^2} = \frac{du}{di} \Big|_{i=i_0}; \quad (8)$$

$$\frac{d^2u_r}{di^2} \Big|_{i=i_0} = -\frac{2}{i_0} \frac{du_r}{di} \Big|_{i=i_0}. \quad (9)$$

Сравнивая полученные производные с членами выражений (5) и (6), приходим к следующим заключениям. Если вторая производная внешней характеристики источника в критической точке больше второй производной гиперболы, проходящей через эту точку, имеет место минимум мощности, причем внешняя характеристика источника лежит выше гиперболы. Если же вторая производная внешней характеристики источника в критической точке меньше второй производной гиперболы, проходящей через эту точку, то имеет место максимум мощности, причем внешняя характеристика источника лежит ниже гиперболы.

При равенстве вторых производных имеет место касание второго порядка, если третьи производные не равны между собой. В данном случае внешняя характеристика источника и гипербола пересекаются в критической точке. Первая производная выражения (2) равна нулю, а используя выражения (5), (8) и (9), можно показать, что и вторая производная выражения (2) равна нулю, т. е. касательная к характеристике мощности источника пересекает последнюю в критической точке. В данном случае критическая точка соответствует перегибу на характеристике мощности.

Пользуясь понятием кривизны кривой, можно добавить и следующее. Если кривизна вогнутой внешней характеристики источника больше кривизны гиперболы, проходящей через критическую точку, то имеет место минимум мощности, в противоположном случае — максимум. Если же кривизна внешней характеристики равна кривизне гиперболы — то характеристика мощности имеет перегиб в критической точке, при этом внешняя характеристика источника и гипербола также пересекаются в критической точке.

На рисунке приведены внешняя характеристика источника и соответствующая ей характеристика мощности, имеющие все ранее отмеченные особенности критических точек. В критических точках касательные и секущие образуют разнобедренные треугольники.

С физической точки зрения производная выходного напряжения источника характеризует внутреннее дифференциальное сопротивление [Л. 2]:

$$-\frac{du}{di} = r_d,$$

а отношение напряжения к току есть сопротивление нагрузки. Тогда в критической точке $r_d = R_h$. Для источника с прямолинейной внешней характеристикой максимум мощности наступит при $R_i = R_h$, т. е. при равенстве внутреннего сопротивления источника R_i и сопротивления нагрузки R_h , так как $r_d = R_i$. Напряжение на нагрузке при этом будет равно половине э. д. с., а коэффициент нагрузки $k_h = u_0/E = 0,5$.

Касательную к внешней характеристике источника энергии можно рассматривать как внешнюю характеристику некоторого линейного эквивалентного источника со следующими параметрами:

$$R_s = -\frac{du}{dt} \Big|_{i=t_0}; E_s = 2f(t_0).$$

Очевидно, что экстремумы мощности при этом совпадают, а так как выпуклая внешняя характеристика источника энергии лежит ниже касательной к ней, то максимум мощности будет при $k_n > 0,5$. Если внешняя характеристика источника вогнута, то экстремум мощности будет при $k_n < 0,5$, так как внешняя характеристика источника лежит выше касательной к ней.

Выходы. 1. Экстремумы мощности источника возможны только на падающем участке внешней характеристики.

2. Если внешняя характеристика источника выпуклая, то существует один и только один экстремум отдаваемой мощ-

ности — максимум. Для исследования на максимум мощности таких источников достаточно решить уравнение с первой производной мощности. Найденная критическая точка будет соответствовать максимуму мощности.

3. Если внешняя характеристика источника вогнутая, то возможны как максимумы, так и минимумы выходной мощности. Однако если критическая точка единственная, то она соответствует максимальному значению мощности.

4. Максимум мощности для источников, у которых внешняя характеристика выпуклая, будет при коэффициенте нагрузки $k_n > 0,5$, для источников с вогнутой внешней характеристикой — при $k_n < 0,5$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фильчаков П. Ф. Справочник по высшей математике.— Киев: Наукова думка. 1973.— 563 с.

2. Нейман А. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Ч. III.— Л.: Энергия, 1967.— 407 с.

[12.07.79]



УДК 621.3.042:621.382.6

О выборе магнитопроводов устройств с датчиками Холла

НАЗАРОВ П. А., канд. техн. наук, АБЛАЕВ А. Т., инж.

Туркменский политехнический институт

В настоящее время гальваномагнитный эффект Холла используется в различных отраслях науки и техники. Однако широкому применению датчиков Холла в схемах точных приборов препятствуют вариации (дрейф) основных электрических параметров датчиков при изменении температуры окружающей среды. Существует множество способов, позволяющих частично или полностью устранить такой дрейф. В основном они могут быть разделены на две группы: термостатирование датчиков и схемные способы [Л. 1 и 2]. Последние осуществляются следующими способами:

1. Включением во входную или выходную цепь датчика термозависимого сопротивления [Л. 3] или питанием датчиков от регулируемого в функции температуры источника тока. Этим достигается независимость выходного сигнала датчика от температуры окружающей среды.

2. Автоматическим регулированием тока управления датчиков Холла таким образом, чтобы температура датчиков поддерживалась постоянной. При этом выходной сигнал датчиков усиливается усилителем с регулируемым коэффициентом усиления от тока управления датчика.

Однако указанные способы компенсации температурной погрешности усложняют схемы устройств и уменьшают к. п. д. датчика. В большинстве случаев датчики Холла размещаются в зазорах ферромагнитных материалов, являющихся магнитопроводами или концентраторами магнитного поля. Начальная магнитная проницаемость ферромагнитных материалов зависит от температуры окружающей среды. Особенно сильно такая зависимость проявляется для ферритовых материалов [Л. 4]. Вследствие этого выходной сигнал становится зависящим от вариаций магнитной проницаемости материалов магнитопроводов при изменении температуры окружающей среды.

В статье рассмотрен метод компенсации погрешности устройств с датчиками Холла, базирующийся на совместном выборе температурных характеристик гальваномагнитных элементов и ферромагнитных магнитопроводов.

При размещении датчиков в зазорах магнитопроводов с магнитной проницаемостью, зависящей от температуры, э. д. с. Холла определяется как:

$$e_x(t) = k R_x(t) B(t) I_y(t), \quad (1)$$

где k — коэффициент пропорциональности; $R_x(t)$ — постоянная Холла; $B(t)$ — индукция магнитного поля; $I_y(t)$ — ток управления датчика; t — температура окружающей среды.

Как следует из (1), для того чтобы э. д. с. Холла не зависела от температуры окружающей среды во всем диапазоне, необходимо выполнение следующего условия:

$$R_x(t) B(t) \frac{dI_y}{dt} \frac{dt}{dr_x} + R_x(t) I_y(t) \frac{\partial B}{\partial \mu} \frac{d\mu}{dt} +$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где μ — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; r_x — омическое сопротивление датчиков Холла.

Если датчики Холла питать от источника тока (т. е. $I_y = \text{const}$), то (2) примет вид:

$$B(t) \frac{dR_x(t)}{dt} + R_x(t) \frac{\partial B}{\partial \mu} \frac{d\mu}{dt} = 0. \quad (3)$$

С увеличением температуры постоянная Холла датчиков уменьшается [см. (3)], а относительная магнитная проницаемость большинства ферромагнитных материалов возрастает [Л. 4], и, следовательно, величины $\frac{dB(t)}{dt}$ и $\frac{dR_x(t)}{dt}$ имеют противоположные знаки.

Аналитическое исследование уравнений (2) и (3) для существующих датчиков и ферромагнитных материалов показало, что удовлетворение этих уравнений в широком диапазоне изменения температуры невозможно. Однако путем подбора температурных характеристик датчиков и ферромагнитных материалов магнитопровода, а также выбором конструкции магнитопровода можно добиться значительной стабилизации э. д. с. Холла от температуры окружающей среды на рабочих интервалах температуры.

В общем случае среднеквадратичное отклонение э. д. с. Холла датчиков от температуры (в диапазоне температуры $T = t_2 - t_1$)

$$\Delta_x = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} [e_x(t) - e_{x, \text{cp}}]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} [e_x(t)]^2 dt - \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} e_x(t) dt \right]^2 \right]} \quad (4)$$

Решение выражения (4) может быть представлено в следующем виде:

$$\Delta_x = k_1 F(R_{x0}, \mu_{n0}, r_{x0}, T, C_k), \quad (5)$$

где R_{x0} , μ_{n0} , r_{x0} — постоянная Холла, магнитная проницаемость, сопротивление датчика при $t = 0^\circ\text{C}$ соответственно; C_k — конструктивные параметры магнитопровода.

Выбор параметров магнитопровода, а также датчиков Холла должен осуществляться из условия минимизации Δ_x .

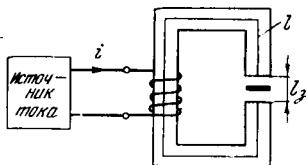


Рис. 1. Магнитопровод с датчиком Холла.

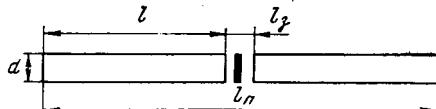


Рис. 2. Усилитель-концентратор индукции магнитного поля.

1. Рассмотрим полузамкнутый магнитопровод, в зазоре которого расположен датчик Холла (рис. 1). Индукция магнитного поля (без учета рассеяния)

$$B = \frac{Iw\mu_0}{l} = \frac{Iw\mu_0\mu(t)}{l + l_3\mu(t)}, \quad (6)$$

где Iw — намагничивающая сила системы; μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода; l — длина магнитопровода; l_3 — длина воздушного зазора.

Зависимости относительной магнитной проницаемости ферритов марок 400НН, 600НН, 700НМЗ от температуры в диапазоне $-40 \div +120^\circ\text{C}$ можно представить в виде [Л. 4]:

$$\mu(t) = \mu_{\text{н}0} + b_1 t, \quad (7)$$

где b_1 — коэффициент, зависящий от марки феррита.

Для практических расчетов зависимости коэффициента Холла для гальваниомагнитных датчиков, изготовленных из арсенида индия, в диапазоне температуры окружающей среды $-40 \div +40^\circ\text{C}$ также можно представить в следующем виде [Л. 3]:

$$R_x(t) = R_{x0} - b_2(t). \quad (8)$$

Учитывая (6) — (8), имеем:

$$e_x(t) = kIwI_y\mu_0 \left[\frac{(R_{x0} - b_2(t))(\mu_{\text{н}0} + b_1 t)}{l^2 + l_3(\mu_{\text{н}0} + b_1 t)} \right]. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (4) и решая, получаем

$$\Delta_x = \gamma_3(t^2 - t^2_1) - \gamma_4(t^2_2 - t^2_1) + \gamma_5 T + 2\gamma_6 \ln \left| \frac{\gamma_1 + \gamma_2 t_2}{\gamma_1 + \gamma_2 t_1} \right|^2 - \frac{\gamma_7 T}{(\gamma_1 + \gamma_2 t_2)(\gamma_1 + \gamma_2 t_1)} - \frac{1}{T} \left[\gamma_8 T^2 + \gamma_9 T + \gamma_{10} \ln \left| \frac{\gamma_1 + \gamma_2 t_2}{\gamma_1 + \gamma_2 t_1} \right|^2 \right], \quad (10)$$

где $\gamma_1 = l + l_3\mu_{\text{н}0}$; $\gamma_2 = l_3 b_1$; $\gamma_3 = \frac{b_2}{3l_3^2}$;

$$\gamma_4 = \frac{b_2(\mu_{\text{н}0} b_2 - R_{x0} b_1)}{b_1 l_3^2}; \quad \gamma_5 = \left[\frac{R_{x0} b_1 - \mu_{\text{н}0} b_2}{\gamma_2} - \frac{2b_2 \gamma_1}{l_3^2 b_1} \right]^2 - \frac{2R_{x0} \mu_{\text{н}0} b_2}{l_3^2 b_1} - \frac{b_2^2 \gamma_1^2}{l_3^2 b_1^2};$$

$$\gamma_6 = \frac{R_{x0} \mu_{\text{н}0} (R_{x0} b_1 - \mu_{\text{н}0} b_2)}{\gamma_2^2} - \frac{b_2 \gamma_1^2 (\mu_{\text{н}0} b_2 - R_{x0} b_1)}{l_3^4 b_1^3} + \frac{2b_2^2 \gamma_1^3}{l_3^3 b_1^2} + \frac{2b_2 R_{x0} \mu_{\text{н}0} \gamma_1}{l_3^3 b_1^2} - \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \left[\frac{R_{x0} b_1 - \mu_{\text{н}0} b_2}{\gamma_2} - \frac{2b_2 \gamma_1}{l_3^2 b_1} \right]^2;$$

$$\gamma_7 = \gamma_2^2 \left\{ R_{x0}^2 \mu_{\text{н}0}^2 - \frac{2R_{x0} \mu_{\text{н}0} \gamma_1 (R_{x0} b_1 - \mu_{\text{н}0} b_2)}{\gamma_2} - \frac{2b_2 \gamma_1^3 (\mu_{\text{н}0} b_2 - R_{x0} b_1)}{l_3^3 b_1^2} + \frac{5b_2^2 \gamma_1^4}{l_3^4 b_1^2} - 3\gamma_5^2 \left[\frac{R_{x0} b_1 - \mu_{\text{н}0} b_2}{\gamma_6} - \frac{2b_2 \gamma_5}{l_3^2 b_1} \right]^2 + \frac{6R_{x0} \mu_{\text{н}0} b_2 \gamma_5^2}{l_3^2 b_1} \right\};$$

$$\gamma_8 = \frac{b_2}{2l_3}; \quad \gamma_9 = \frac{R_{x0} b_1 - 2b_2 \mu_{\text{н}0} - \frac{b_2 l}{l_3}}{\gamma_2};$$

$$\gamma_{10} = \frac{\gamma_9 (R_{x0} \mu_{\text{н}0} - \gamma_1)}{\gamma_2^2}.$$

Таким образом, выбор оптимальных параметров конкретных магнитопроводов¹ и датчиков Холла, позволяющий свести к минимуму температурную погрешность устройств с гальваниомагнитными датчиками Холла, осуществляется решением следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial \Delta_x}{\partial R_{x0}} = 0; \quad \frac{\partial \Delta_x}{\partial b_2} = 0; \quad \frac{\partial \Delta_x}{\partial l} = 0; \\ \frac{\partial \Delta_x}{\partial \mu_{\text{н}0}} = 0; \quad \frac{\partial \Delta_x}{\partial b_1} = 0; \quad \frac{\partial \Delta_x}{\partial l_3} = 0; \end{cases} \quad (11)$$

2. Рассмотрим усилители-концентраторы индукции магнитного поля, представляющие собой длинный стержень из ферромагнитного материала с большой магнитной проницаемостью и имеющие зазор посередине, в котором размещается датчик Холла (рис. 2). В настоящее время отсутствует точный аналитический метод расчета магнитного поля в зазоре таких усилителей-концентраторов. Согласно [Л. 5] коэффициент усиления усилителей магнитного поля может быть вычислен по формуле

$$K_y = \frac{B_3}{B_0} = \frac{0,745\mu(l + l_3)}{0,745l_3\mu + l \left[1 + 0,765\mu d^2 \frac{l}{l^2} \right]}, \quad (12)$$

где B_3 — индукция магнитного поля в зазоре между стержнями; B_0 — индукция внешнего (измеряемого) поля (т. е. индукция магнитного поля в месте расположения датчиков Холла при отсутствии ферромагнитных стержней); $l = 2l + l_3$ — полная длина усилителя (концентратора); d и l — диаметр и длина ферромагнитного стержня; μ — относительная магнитная проницаемость материала ферромагнитного стержня.

Экспериментальные исследования показали, что погрешность (в процентах) выражения (12) может быть определена (на основе метода наименьших квадратов) для длин концентраторов $l \geq 0,1$ м по формуле

$$\delta = 1 - 0,15 l_3 + 0,5 l_3^2, \quad (13)$$

что показывает возможность применения выражения (12) для инженерных расчетов коэффициента усиления концентраторов магнитного поля, так как ширина датчиков Холла не превышает 0,3 мм.

Если относительная магнитная проницаемость материала стержня и постоянная Холла датчиков изменяются при вариациях температуры согласно (7) и (8), то э. д. с. Холла датчика, размещенного в зазоре между ферромагнитными стержнями, будет определяться выражением

$$e_x(t) = \frac{0,745B_0 I_y (R_{x0} - b_2 t) (\mu_{\text{н}0} + b_1 t) (l + l_3)}{0,745l_3 (\mu_{\text{н}0} + b_1 t) + l \left[\ln \frac{2l_3}{d} - 1 \right]} + l \left[1 + 0,765d^2 (\mu_{\text{н}0} + b_1 t) \frac{l}{l^2} \right]. \quad (14)$$

При этом оптимальные параметры усилителя магнитного поля и датчиков Холла определяются из решения следующей системы уравнений:

$$\frac{\partial}{\partial \xi} \left\{ \int_{t_1}^{t_2} [e_x(t)]^2 dt - \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} e_x(t) dt \right]^2 \right\} = 0, \quad (15)$$

где ξ — основные параметры усилителя магнитного поля и датчиков Холла (т. е. $\xi = d, l, l_3, b_1, b_2$).

Аналитическое решение (15) затруднительно и поэтому целесообразно использовать ЦВМ. После выбора параметров

¹ После выбора параметров магнитопровода длина зазора не изменяется.

Таблица 1

Марка феррита магнитопровода	Пределы изменения температуры окружающей среды	Изменение BR_x на 1°C изменения температуры, %
1000НМЗ	-40÷+120°C	0,066
700НМ	-40÷+120°C	0,066
600НН	-40÷+40°C	0,025
600НН	+40÷+120°C	0,020
400НН	-40÷+120°C	0,060

Таблица 2

Марка феррита магнитопровода	Пределы изменения температуры окружающей среды	Изменение $K_y R_x$ на 1°C изменения температуры, %
600НН	-40÷+40°C	0,017
600НН	+40÷+120°C	0,083
400НН	-40÷0°C	0,034
400НН	0÷+40°C	0,062
400НН	+40÷+120°C	0,102

усилителя магнитного поля длина зазора является стабилизированной.

Для иллюстрации предлагаемого метода термокомпенсации рассмотрим две ранее предложенные конфигурации магнитопроводов устройств с датчиками Холла.

1. Полузамкнутый магнитопровод выполнен из феррита марок 400НН, 600НН, 1000НМЗ, 700НМ со следующими параметрами: $I_1=0,15$ м; $I_3=0,0001$ м; $I_w=30$ А. В зазоре этого магнитопровода помещен датчик Холла, сделанный из арсенида индия (рис. 1). Зависимость постоянной Холла от изменения температуры окружающей среды $R_x=f(t)$ примем равной 0,15% на 1°C.

Полученные при расчете зависимости $BR_x=f(t)$ приведены на рис. 3. В табл. 1 указаны изменения BR_x на 1°C изменения температуры для различных марок ферритов, полученные из графиков.

2. Концентрические, выполненные из ферритов марок 400НН и 600НН (рис. 2), со следующими параметрами: $I_1=0,7$ м; $d=0,008$ м; $I_3=0,0001$ м. Зависимость постоянной Холла для датчика из арсенида индия от изменения температуры окружающей среды примем равной 0,15% на 1°C.

Полученные при расчете зависимости $K_y R_x=f(t)$ приведены на рис. 3. В табл. 2 указаны данные об изменении $K_y R_x$ на 1°C изменения температуры для различных марок ферритов, полученные из графиков.

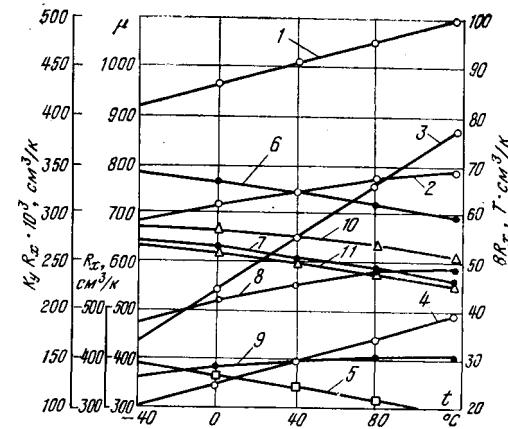


Рис. 3. Зависимости μ , R_x , BR_x , $K_y R_x$ от температуры.
1—4 — зависимости магнитной проницаемости μ от температуры для ферритов марок 1000НМЗ, 700НМ, 600НН, 400НН; 5 — зависимость постоянной Холла R_x от температуры; 6—9 — зависимости BR_x от температуры для ферритов марок 1000НМЗ, 700НМ, 600НН и 400НН; 10—11 — зависимости $K_y R_x$ от температуры для ферритов марок 600НН и 400НН.

Выводы. 1. Исследования показали возможность применения данного метода термокомпенсации для устройств с гальваниомагнитными датчиками Холла.

2. Основное достоинство предлагаемого метода термокомпенсации — простота и автоматическая без каких-либо дополнительных элементов термокомпенсация.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Chasmar R. P., Cohen E., Holmes D. P. The design and performance of a Halleffect multiplier. — Proc. IEEE, 1959, part B.
- Войков Д. Д. Компенсационный магнитометр с термостатированным датчиком Холла. — Приборы и техника эксперимента, 1959, № 4.
- Кобус Т. А., Тушинский Я. Датчики Холла и магниторезисторы. — М.: Энергия, 1971.
- Ферриты и магнитодиэлектрики. Справочник. — М.: Энергия, 1968.
- Назаров П. А., Аблаев А. Т. Экспериментальные исследования усилителей магнитного поля. — Тр. Туркменского политехнич. ин-та, 1979.

[09.06.80]

УДК 621.318.3:519.2

Применение метода Монте-Карло для определения проводимостей

КЛИМЕНКО Б. В., канд. техн. наук

Харьков

Магнитная проводимость воздушного зазора является одной из важнейших характеристик, существенно влияющих на точность расчета электромагнитных систем. Существующие методы расчета (аналитический, графоаналитический, графический, экспериментальный), обладая рядом достоинств в конкретных случаях, не всегда позволяют производить расчеты при сложных конфигурациях полюсов.

Метод статистических испытаний (Монте-Карло) принципиально позволяет производить вычисление проводимостей при произвольной форме опорных поверхностей полюсов и может быть распространен на расчеты емкостей и электрических проводимостей. В основу предлагаемого метода положен статистический метод решения задачи Дирихле для уравнения Лапласа [Л. 1] (метод блуждания по сферам). Согласно этому методу скалярный потенциал произвольной точки поля определяется как математическое ожидание потенциалов на

финишах траекторий случайного блуждания по сферам. Траектория блуждания начинается (стартует) в точке, потенциал которой требуется определить, радиус сферы может быть принят равным расстоянию от точки до границы области, движение из центра сферы на ее поверхность осуществляется в случайном направлении. Каждая точка на поверхности сферы рассматривается как центр новой сферы P_i (узловая точка), из которой в случайном направлении делается новый шаг на поверхность новой сферы и т. д. Блуждание считается законченным, когда узловая точка траектории подойдет достаточно близко (на расстояние, меньшее некоторого малого положительного числа ϵ) к границе области, т. е. к одному из полюсов.

Совершив из стартовой точки P_0 достаточно большое количество блужданий N и определив потенциалы на финишах каждой траектории φ_k , приняв их равными потенциальному

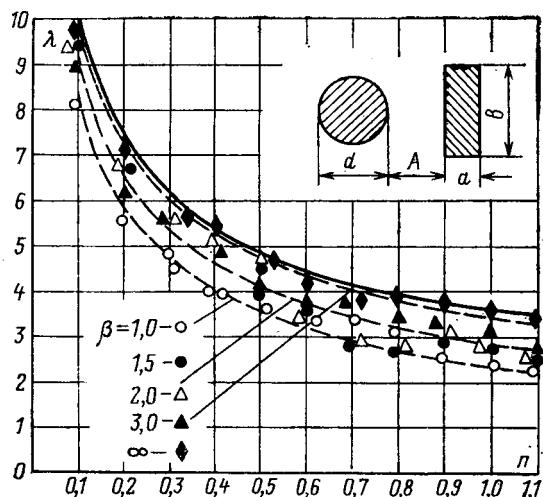


Рис. 1. Результаты расчета удельной геометрической проводимости между цилиндром и прямоугольным параллелепипедом.

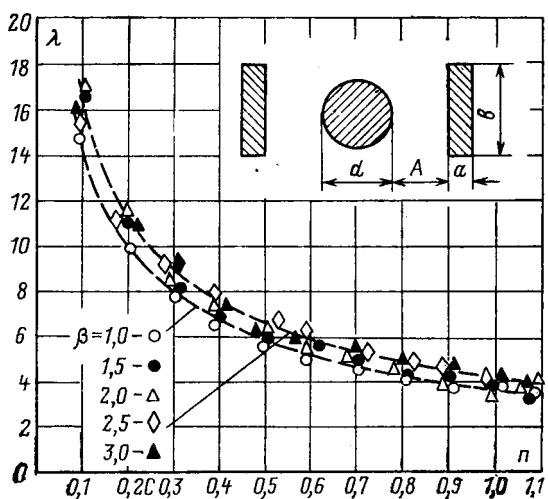


Рис. 2. К расчету удельной геометрической проводимости между цилиндром и двумя прямоугольными параллелепипедами.

близлежащего полюса (ближайшей точки границы области), определяют статистическую оценку скалярного потенциала стартовой точки:

$$\varphi(P_0) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k.$$

В работах по теории метода Монте-Карло доказывается, что вероятность непопадания траектории $P_0 \rightarrow P_1 \rightarrow P_2 \rightarrow \dots \rightarrow P_i \rightarrow \dots$ в область D_ε (полоса малой ширины ε вдоль границы) для замкнутых областей равна нулю. Для открытых областей эта вероятность не равна нулю, поэтому блуждание следует приостанавливать и тогда, когда точка траектории удалится на значительное расстояние от полюсов. Потенциал удаленной от полюсов точки с высокой точностью оценивается аналитически. Таким образом, на финише любой траектории потенциал может быть определен.

Метод блуждания по сферам может служить основой для определения проводимостей. Магнитная проводимость воздушного зазора определяется из закона Ома для участка магнитной цепи:

$$G = \frac{\Phi}{F} = \frac{1}{F} \mu_0 \int \frac{d\varphi}{dn} dS,$$

где Φ — магнитный поток через поверхность S , ограничивающую полюс с потенциалом $\varphi=0$; F — разность магнитных

потенциалов полюсов; μ_0 — магнитная постоянная; d/dn — оператор дифференцирования по внутренней нормали к поверхности S .

Проведем поверхность S_0 , представляющую собой множество точек P_0 , каждая из которых отстоит по нормали от соответствующей точки P на поверхности S на расстоянии Δ . Тогда

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} \approx \frac{\varphi(P_0) - \varphi(P)}{\Delta},$$

а так как $\varphi(P)=0$, то

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} \approx \frac{\varphi(P_0)}{\Delta}.$$

Ограничимся рассмотрением проводимостей в линейных средах. Тогда величина проводимости не зависит от разности магнитных потенциалов полюсов F . Положив $F=1$ и учитывая, что $\Delta=\text{const}$, получим выражение, удобное для вычисления проводимостей:

$$G \approx \frac{\mu_0}{\Delta} \int \varphi(P_0) dS. \quad (1)$$

Точность вычисления проводимости по формуле (1) соответствует точности разностной аппроксимации производной.

Пусть P — случайная точка, подчиняющаяся равномерному закону распределения по поверхности S . Если на этой поверхности выделить малую площадку ΔS_i , то можно считать, что потенциал любой точки, отстоящей от этой площадки на расстоянии Δ , примерно равен потенциальну точки P_{0i} , противостоящей центру площадки ΔS_i :

$$\varphi(P_0 \subset \Delta S_i) \approx \varphi(P_{0i}) \approx \frac{1}{n_i} \sum_{k=1}^{n_i} \varphi_k, \quad (2)$$

где ΔS_{0i} — малая площадка, отстоящая от ΔS_i на расстоянии Δ ; n_i — число случайных точек, попавших на площадку ΔS_i (число стартов с площадки ΔS_{0i}).

В силу равномерного закона распределения координат точки P_i имеем:

$$\Delta S_i = \frac{S}{m}, \quad n_i \approx \frac{N}{m}, \quad (3)$$

где m — число малых площадок ΔS_i на поверхности S ; N — общее число стартов.

Заменяя интеграл в выражении (1) суммой и учитывая (2) и (3), получаем:

$$G = \frac{\mu_0}{\Delta} \sum_{i=1}^m \frac{1}{n_i} \sum_{k=1}^{n_i} \varphi_k \Delta S_i \approx \frac{\mu_0 S}{\Delta} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k.$$

Таким образом, магнитная проводимость пропорциональна среднему значению потенциалов на финишах (вблизи полюсов или в удаленных точках) траекторий случайных блужданий, старты которых приходятся на точки P_{0i} , отстоящие на расстоянии Δ от случайных точек P_i , равномерно распределенных на поверхности S , ограничивающей полюс с потенциалом $\varphi=0$.

Для плоскопараллельного поля стартовая случайная точка должна быть подчинена равномерному закону распределения по образующей полюса l . При этом проводимость рассчитывается по формуле

$$G = \mu_0 \frac{l c}{\Delta} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k,$$

где l — длина образующей полюса на плоскости чертежа; c — размер полюса в глубь чертежа.

В этом случае блуждания можно осуществлять не по сферам, а по окружностям в плоскости чертежа.

При вычислении проводимостей между полюсами с осевой симметрией (плоскомеридианное поле) стартовую точку также можно подчинить равномерному закону распределения по образующей полюса. Проводимость в этом случае рассчиты-

вается по формуле:

$$G = \mu_0 \frac{2\pi l}{\Delta} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k r_k,$$

где r_k — радиальная координата k -й стартовой точки.

Указанная методика, реализованная в виде программы на языке ФОРТРАН IV ДОС ЕС ЭВМ, была применена к расчету удельной геометрической проводимости рассеивания для полюсов, изображенных на рис. 1 и 2.

Для случая «цилиндр — плоскость» известно аналитическое решение для удельной (на единицу длины) геометрической проводимости λ^* :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\ln(1 + 2n + \sqrt{(1+2n)^2 - 1})}, \quad (4)$$

где n — отношение расстояния A между полюсом и плоскостью к диаметру круглого полюса диаметром d .

Для системы «цилиндр — плоскость» был произведен расчет удельной геометрической проводимости методом Монте-Карло по формуле, полученной для плоскопараллельного поля при $l = \pi d$:

$$\lambda = \frac{G}{\mu_0 c} = \frac{\pi d}{\Delta} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k.$$

Старты траекторий случайного блуждания располагались на окружности диаметром $d+2\Delta$, а угловая координата стартовой точки определялась по формуле:

$$\alpha_{0k} = 2\pi\xi_{0k},$$

где ξ_{0k} — псевдослучайное число, подчиненное равномерному закону распределения в интервале $[0, 1]$.

Если начало координат совместить с осью цилиндра, то координаты стартовой точки будут равны:

$$x_{0k} = \left(\frac{d}{2} + \Delta\right) \cos \alpha_{0k}; \\ y_{0k} = \left(\frac{d}{2} + \Delta\right) \sin \alpha_{0k}.$$

Правило перехода из стартовой точки P_0 k -й траектории в первую узловую точку P_1 такое же, как и правило перехода из точки P_i в точку P_{i+1} . Если точка P_i имеет координаты x_i и y_i , то точка P_{i+1} будет иметь координаты (здесь и в дальнейшем индекс k , означающий номер траектории, опущен):

$$x_{i+1} = x_i + R_i \cos 2\pi\xi_i;$$

$$y_{i+1} = y_i + R_i \sin 2\pi\xi_i,$$

где ξ_i — псевдослучайное число, подчиненное равномерному закону распределения в интервале $[0, 1]$; $R_i = \min\{R_{1i}, R_{2i}\}$ — радиус окружности случайного блуждания; R_{1i}, R_{2i} — расстояния от точки P_i до поверхности цилиндра и плоскости;

$$R_{1i} = \sqrt{x_i^2 + y_i^2} - d/2;$$

$$R_{2i} = d/2 + A - x_i.$$

Таким образом, из точки P_i делается шаг величиной R_i в случайном направлении, которое характеризуется углом $\alpha_i = 2\pi\xi_i$.

Траектории случайного блуждания, показанные на рис. 3, иллюстрируют алгоритм выбора стартовых точек и случайных направлений. Псевдослучайные числа ξ_i генерировались по методу выделения дробной части числа [Л. 1]. В данной программе для этой цели использовалась стандартная под-

* Имеется в виду геометрическая проводимость на единицу длины между бесконечно протяженным прямым круговым цилиндром и параллельной его образующей плоскостью.

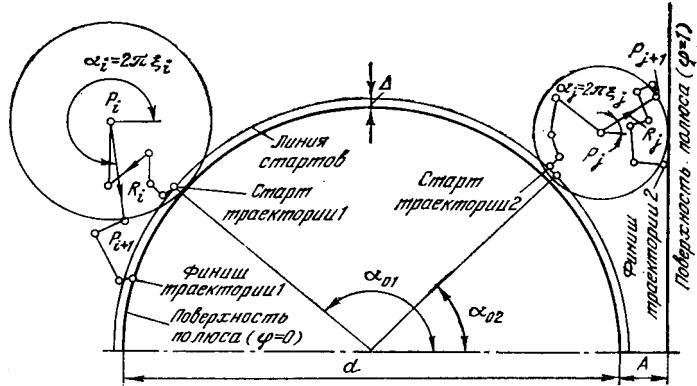


Рис. 3. Траектории случайных блужданий.

программа RANDU [Л. 2]. Узловая точка считается финишной при выполнении условия:

$$(R_i < \epsilon) \cup (R_i > M),$$

где M — большое положительное число.

При $R_i < \epsilon$ потенциал на финише траектории принимается равным потенциальному полюса, вблизи которого финишировала траектория, при $R_i > M$ потенциал на финише принимается равным потенциальному удаленной точки. Для системы «цилиндр — плоскость» потенциал удаленной точки равен потенциальному плоскости ($\phi=1$), для полюсов, изображенных на рис. 1 и 2, потенциал удаленной точки равен полу сумме потенциалов полюсов ($\phi=0.5$).

Данный случай рассматривался как тестовый, который использовался для определения значений Δ , ϵ и N , при которых получается удовлетворительная точность расчетов. На основании анализа многочисленных расчетов было установлено, что точность 5—10% достигается при следующих значениях: $\Delta/d = 0.02$; $\epsilon/d = 0.0001$; $N = 10\,000$.

На рис. 1 и 2 приведены результаты расчета зависимостей удельной геометрической проводимости λ в функции кратностей n и β (β — отношение высоты b поперечного сечения прямоугольного полюса к диаметру круглого полюса). Ширина поперечного сечения прямоугольного полюса a выбиралась таким образом, чтобы площади поперечных сечений прямоугольных и круглого полюсов были одинаковы. Указанные зависимости были обработаны с помощью метода наименьших квадратов, при $0.1 \leq n \leq 1.1$; $1 \leq \beta < \infty$ (для полюсов, изображенных на рис. 1); $1 \leq \beta \leq 3$ (для полюсов, изображенных на рис. 2). В результате обработки получились следующие формулы для полюсов, изображенных на рис. 1 и 2:

$$\lambda_1 = (3.17 + 0.22n - 0.56\beta^{-1} - 0.50n\beta^{-1})/\sqrt{n}; \quad (5)$$

$$\lambda_2 = (4.54 - 1.25n + 0.20\beta - 0.10n\beta)/\sqrt{n}. \quad (6)$$

Зависимости λ (n, β), рассчитанные по формулам (5) и (6), изображены пунктирными линиями на рис. 1 и 2. Сплошная линия на рис. 1 представляет собой зависимость λ (n), рассчитанную по формуле (4). Результаты расчетов по формуле (5) практически совпадают с данными, полученными путем моделирования поля в электролитической ванне [Л. 3]. Таким образом, метод Монте-Карло позволяет производить расчет проводимостей с удовлетворительной точностью при относительно сложных конфигурациях полюсов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Соболь И. М. Численные методы Монте-Карло. — М.: Наука, 1973. — 312 с.
- Сборник научных программ на ФОРТРАНЕ. Вып. 1. Статистика: Пер. с англ. — М.: Статистика, 1974. — 316 с.
- Васильев В. Г., Могилевский Г. В., Власов Ф. М. Расчет магнитной проводимости цилиндр — прямоугольный параллелепипед с помощью электролитической ванны. — Тр. Харьковского политехнич. ин-та, 1960, т. XXX, вып. 1, с. 41—48. [18.12.79]



Математическая модель уравнительного электрического вала

ЧАБАН В. И., ЦЕПЕНЮК М. И.

Львовский политехнический институт

Исследование динамики систем электрического вала (систем согласованного вращения индукционных двигателей) на практике осуществляется приближенными методами [Л. 1], которые во многих важных случаях не отражают истинную картину физических процессов, что в значительной мере влияет на точность получаемых результатов. В настоящей статье указанная задача решается на основе интегрирования полной системы нелинейных дифференциальных уравнений электромеханического равновесия электромашинной системы (ЭМС). В основу анализа положен метод [Л. 2], позволяющий представить полную систему дифференциальных уравнений ЭМС непосредственно в нормальной форме Коши, что существенно упрощает численный анализ.

С целью получения максимальных моментов уравнительных машин их роторы в большинстве случаев врачаются в отличие от основных двигателей против направления вращения поля статора. Это исключает возможность использования известных координатных преобразований и предопределяет решение задачи в физических координатах. Для этой цели математическую модель индукционной машины используют в виде [Л. 3]:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_S &= u_S - r_S i_S; \quad p\Psi_R = u_R - r_R i_R; \\ p\Psi_S &= G_S p\Psi_S + G_R p\Psi_R + G_0; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\Psi_R = G_{SR}\Psi_S; \quad i_S = \alpha_S(\Psi_S - \Psi_R); \quad i_R = \alpha_R(\Psi_R - \Psi_S),$$

где Ψ_j , Ψ_j , u_j , i_j ($j=S, R$) — матрицы-столбцы соответственно полных и рабочих потокосцеплений, напряжений, токов фаз статора ($j=S$), и ротора ($j=R$);

$$h(h=\Psi_S, \Psi_R, \Psi_S, \Psi_R, u_S, u_R, i_S, i_R) = \text{colon}(h_A, h_B); \quad (2)$$

r_S , r_R — сопротивления; α_S , α_R — величины, обратные индуктивностям рассеяния; G_S , G_R — матрицы связи рабочих потокосцеплений фаз статора с полными потокосцеплениями фаз статора и ротора; G_0 — матрица-столбец э. д. с. вращения фаз статора; G_{SR} — матрица связи рабочих потокосцеплений фаз статора и ротора.

Матрицы G_S , G_R , G_{SR} и G_0 имеют вид [Л. 3]:

$$G_S = \alpha_S G; \quad G_R = \alpha_R G G_{RS}; \quad G_0 = \alpha_R G p G_{RS} \Psi_R; \quad (3)$$

$$\begin{aligned} G &= \frac{3}{2} \begin{vmatrix} T + g_A & g_{AB} \\ g_{BA} & T + g_B \end{vmatrix}; \quad G_{RS} = \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} \sin(\gamma + 120^\circ) & -\sin\gamma \\ \sin\gamma & -\sin(\gamma - 120^\circ) \end{vmatrix}. \quad G_{SR} = \\ &= \frac{2}{3} \begin{vmatrix} -\sin(\gamma - 120^\circ) & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \sin(\gamma + 120^\circ) \end{vmatrix}, \end{aligned}$$

где

$$\left. \begin{aligned} g_A &= b\Psi_{SA}(2\Psi_{SA} + \Psi_{SB}); \quad g_{AB} = b\Psi_{SA}(\Psi_{SA} + 2\Psi_{SB}); \\ g_{BA} &= b\Psi_{SB}(2\Psi_{SA} + \Psi_{SB}); \quad g_B = b\Psi_{SB}(\Psi_{SA} + 2\Psi_{SB}). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь

$$\begin{aligned} b &= \frac{2}{3}(R - T) \frac{1}{\Psi_m^2}; \quad T = \frac{1}{\tau + \frac{3}{2}(\alpha_S + \alpha_R)}; \quad R = \\ &= \frac{1}{\rho + \frac{3}{2}(\alpha_S + \alpha_R)}; \end{aligned}$$

$$\tau = \frac{i_m}{\Psi_m}; \quad \rho = \frac{di_m}{d\Psi_m}; \quad (5)$$

величины τ и ρ находят по кривой намагничивания фазы $i_m = i_m(\Psi_m)$; ω и γ — частота вращения и угол поворота ротора, определяемые из уравнения движений

$$p\omega = \frac{p_0}{J} (M_E - M_M); \quad (6a)$$

$$p\gamma = \omega, \quad (6b)$$

где p_0 — число пар магнитных полюсов; J — момент инерции; M_E , M_M — электромагнитный и механический моменты;

$$\begin{aligned} M_E &= \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_R p_0 [\Psi_{SB}(\Psi_{RA} \sin(\gamma + 120^\circ) - \Psi_{RB} \sin\gamma) - \\ &- \Psi_{SA}(\Psi_{RA} \sin\gamma - \Psi_{RB} \sin(\gamma - 120^\circ))]. \end{aligned} \quad (7)$$

Рабочее потокосцепление

$$\Psi_m = 2\sqrt{(\Psi_{SA}^2 + \Psi_{SA}\Psi_{SB} + \Psi_{SB}^2)/3}. \quad (8)$$

Ввиду того, что нейтрали обмоток машин являются изолированными, в формулах (1), (3) и (7) компоненты, относящиеся к фазе C , опущены. Токи этой фазы проще найти по первому закону Кирхгофа.

При отсутствии насыщения выражения (4) принимают нульевые значения, и матрица G вырождается в скаляр T .

Рассмотрим ЭМС уравнительного вала с n разделенными приводами, принципиальная схема которой изображена на рис. 1. Нечетными индексами здесь обозначены основные двигатели, четными — уравнительные. Уравнения двигателей используем в виде (1) и (6), придавая каждой из величин порядковый индекс от 1 до $2n$. Конструктивное исполнение двигателей и их различие по мощности отражается в коэффициентах уравнений. Структурные уравнения составляем непосредственно по рис. 1:

$$u_{S_l} = u_c; \quad u_{R_l} = 0; \quad u_{R_k} = u_R; \quad \sum_{k=2}^{2n} i_{R_k} = 0; \quad \frac{\omega_l}{p_0 l} = \frac{\omega_{l+1}}{p_0(l+1)}; \\ j = 1, 2, \dots, 2n; \quad l = 1, 3, \dots, 2n-1; \quad k = 2, 4, \dots, 2n, \quad (9)$$

где u_c — матрица-столбец напряжений сети; u_R — матрица-

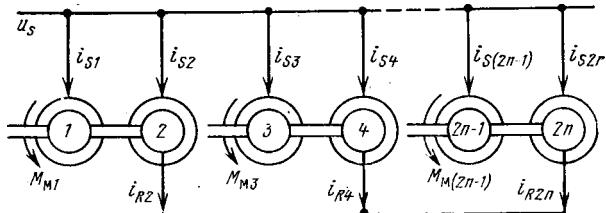


Рис. 1. Схема уравнительного электрического вала.

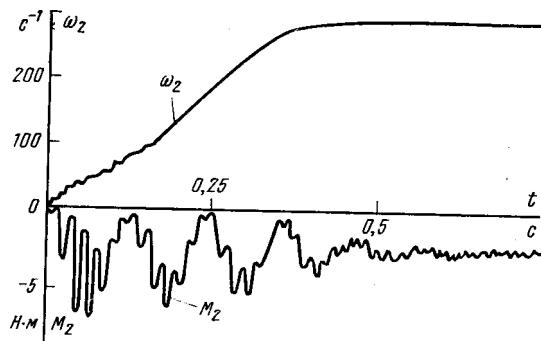


Рис. 2. Зависимости от времени частоты вращения и электромагнитного момента второго двигателя в режиме пуска.

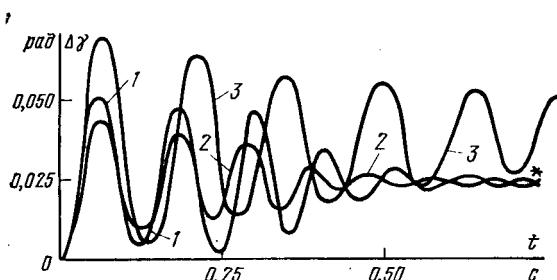


Рис. 3. Расчетные зависимости $\Delta\gamma = \gamma_1 - \gamma_3 = \Delta\gamma(t)$ раздельных приводных систем с учетом насыщения (кривая 1), без учета (кривая 2), по приближенной методике (кривая 3).

* — установившееся значение, измеренное экспериментально.

столбец полюсных напряжений группового узла, образованного соединением обмоток роторов уравнительных машин.

Уравнения (9) совместно с $2n$ уравнениями (1), (6) образуют исходную систему дифференциальных уравнений ЭМС. Ввиду того, что эта система представлена в неявном виде, ее приведение к нормальной форме Коши связано с формированием и последующим обращением на каждом интервале интегрирования матрицы коэффициентов весьма высокого порядка. Поэтому на основе исходной системы уравнений согласно методу потокосцеплений [Л. 2], запишем систему конечных уравнений, порядок которой заведомо ниже. В нашем случае он равен 2. Так, выбрав цепь ротора $2n$ -го двигателя за базисную сторону многополюсника, получим

$$p\Psi_{R2n} = D^{-1}Y, \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} D &= \sum_{k=2}^{2n} D_k; \quad D_k = \alpha_{Rk} (I - G_{SR} G_{Rk}), \quad k = 2, 4, \dots, 2n; \quad (11) \\ Y &= \sum_{k=2}^{2n} \alpha_{Rk} [G_{SR} (G_{Sk} p\Psi_{Sk} + G_{0k}) + pG_{SR}\Psi_{Sk}] + \\ &\quad + \sum_{k=2}^{2n-2} D_k (r_{Rk} i_{Rk} - r_{R2n} i_{R2n}). \quad (12) \end{aligned}$$

Матрица D имеет размеры 2×2 .

Вычислив производную (10), на основании (1) и (9) находим матрицу-столбец u_R :

$$u_R = p\Psi_{R2n} - r_{R2n} i_{R2n}, \quad (13)$$

в результате чего исходная система дифференциальных уравнений электрического состояния ЭМС распадается на независимые подсистемы, соответствующие отдельным двигателям, уравнения которых (1) представлены заведомо в нормальной форме Коши.

Нетрудно заметить, что выражения (10)–(12) совпадают с аналогичными выражениями [Л. 4] для статорных цепей. Суммируя почленно уравнения движения каждой отдельной приводной системы, с учетом (9), получаем:

$$p\omega_l = \frac{p_0 t}{J_l + J_{l+1}} (M_{El} + M_{E(l+1)} - M_{Ml}), \quad l = 1, 3, \dots, 2n - 1. \quad (14)$$

Уравнения (1), (6б), (10), (14) образуют систему дифференциальных уравнений ЭМС уравнительного электрического вала, представленный непосредственно в нормальной форме Коши, т. е. в результате формирования системы конечных уравнений (10) полная система распадается на $2n$ независимые подсистемы, соответствующие отдельным машинам — в этом идея метода анализа.

На рис. 2 и 3 приведены результаты расчета переходного процесса в системе электрического вала, выполненного на четырех двигателях АК52-4. Рассмотрен пуск при моментах сопротивления на валу первой и второй машин 30 Н·м, на валу третьей и четвертой 35 Н·м. Роторы уравнительных машин вращаются против направления вращения поля их статоров. Из кривой $M_2 = f(t)$ рис. 2 следует, что первая уравнительная машина (двигатель 2) развивает отрицательный электромагнитный момент, вторая (двигатель 4) — почти равный ему (на рис. 2 не показан) положительный. Именно алгебраическая сумма электромагнитных моментов этих машин и обеспечивает электрическую жесткость согласованного вращения обоих приводных механизмов.

Кривые рис. 3 иллюстрируют относительное смещение углов поворота роторов обеих пар машин. Частота этих колебаний наглядно просматривается наряду с частотой сети в кривых моментов уравнительных машин (кривая, рис. 2). Сопоставление кривых 1 и 2 рис. 3 убеждает, что математическая модель уравнительного вала должна предусматривать учет насыщения магнитопроводов отдельных машин. Особенно это относится к уравнительным, для которых отсутствует или является недостаточной реакция цепи ротора на поле обмотки статора. Кривая 3 получена по приближенной методике [Л. 5].

Если необходимо достичь не только синхронного, но и синфазного вращения валов, то это обеспечивается дополнительным поворотом обмоток статора уравнительных машин [Л. 5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Унгру Ф., Йордан Г. Системы согласованного вращения асинхронных двигателей. — М.: Энергия, 1971.
2. Чабан В. И. Анализ цепей, образованных многополюсниками с подвижными контурами и трансформаторными связями. — Теоретическая электротехника, 1976, вып. 20.
3. Чабан В. И. Расчет переходных процессов неявнополюсных машин с учетом насыщения. — Электричество, 1970, № 10.
4. Чабан В. И. Расчет группового выбега индукционных машин. — Изв. вузов. Энергетика, 1976, № 11.
5. Сандлер А. С., Богачков Б. Г. Следящая система электрического вала. — Электричество, 1968, № 5.

[05.10.78]



УДК 061.3:621.31

Вопросы развития электроэнергетики и создания электрооборудования на XXVIII сессии СИГРЭ

27 августа — 4 сентября 1980 г. в Париже проходила очередная XXVIII сессия Международной конференции по большим электрическим системам высокого напряжения (СИГРЭ). В работе сессии приняло участие около 2300 специалистов из 58 стран, в том числе и делегация Советского национального комитета СИГРЭ — специалисты ГКНТ, АН СССР, Минэнерго СССР, Минэлектротехпрома и Минвуза СССР. На сессии обсуждались наиболее актуальные вопросы развития электроэнергетики и производства электротехнического оборудования.

На открытии сессии 28 августа выступил премьер-министр Франции Раймон Барр. Касаясь энергетической политики правительства Франции на ближайшее десятилетие, он отметил тенденцию к сокращению доли потребления нефти в общем объеме энергопотребления страны с 57% в 1979 г. примерно до 30% в 1990 г. В то же время выработка электроэнергии на атомных электростанциях за период 1980—1990 гг. возрастет с 20 примерно до 70% общей выработки электроэнергии в стране; последняя цифра соответствует 30% предполагаемого общего энергопотребления Франции в 1990 г. Раймон Барр высказался за активную разработку новых эффективных энерготехнологий и новых источников энергии и подчеркнул необходимость в связи с этим координации усилий ученых и инженеров, в частности, для решения проблем объединения электроэнергетических систем различных стран.

В докладах сессии и дискуссиях по ним большое внимание уделялось прогнозам развития электроэнергетики до 2000 г. и на более отдаленный период. При этом особо отмечалась необходимость разработки новых видов технологических процессов, позволяющих увеличить долю электроэнергии в общем потреблении энергии. Во Франции предполагается построить к 2030 г. АЭС с реакторами на быстрых нейтронах суммарной мощностью 200 млн. кВт. К этому времени доля электрической энергии достигнет 80% общего энергопотребления. Вытеснение ископаемых видов топлива (нефти и газа) на транспорте и тепловых электростанциях может осуществляться за счет водородного топлива, получаемого с помощью электролизеров общей мощностью 100 млн. кВт. Последние одновременно будут выравнивать и графики нагрузки АЭС. Намечается создание единой в стране системы снабжения водородом с использованием существующих и сооружением новых трубопроводов.

Важное значение имели дискуссии по применению высокотемпературных газовых реакторов для получения технологического тепла в химическом, металлургическом и др. производствах, а также для газификации угля; в ФРГ намечается строительство таких реакторов с тепловыми мощностями от 100 тыс. до 4 млн. кВт.

Все большее внимание начинает уделяться разработке нетрадиционных источников энергии и эффективным способам ее преобразования — топливным элементам, установкам для использования энергии морских волн, новым видам аккумуляторных батарей с высокой удельной энергоемкостью и др. Так, в США введена в эксплуатацию установка с топливными элементами мощностью 1000 кВт. Разработаны проекты аналогичных установок мощностью 4,8 и 20 тыс. кВт.

Большое внимание уделялось также вопросам создания экономичных и надежных линий электропередач сверхвысоких напряжений переменного и постоянного тока и их рацио-

нальному сочетанию в энергосистемах. В частности, непосредственно после церемонии официального открытия сессии была проведена дискуссия «за круглым столом» на тему «Опыт создания электропередач ультравысокого напряжения (УВН)». Основу дискуссии составили три доклада, подготовленные известными специалистами в этой области: В. В. Бургслорфом (СССР), М. Сфорцини (Италия), Ф. Эллертом (США). Доклады учитывали материалы исследований и разработок, проведенных во многих странах мира.

Ф. Эллерт охарактеризовал районы мира, в которых потребуется применение электропередач УВН. Были названы, в первую очередь, СССР и США, а в дальнейшем предположительно Бразилия, Италия, Австралия, Индия и др. страны. М. Сфорцини рассмотрел вопросы воздействия электропередач на окружающую среду, в частности, акустические, радио- и телевизионные помехи, влияние электрического поля и архитектурно-ландшафтные аспекты. В. В. Бургслорф сделал анализ научных и инженерных решений, обеспечивающих создание электропередач 1200 кВ, и отметил наиболее актуальные проблемы, которые должны быть решены для повышения надежности и экономичности таких передач. Были затронуты и вопросы, связанные с возможностью создания электропередач напряжением класса 1500—1600 кВ.

Вопросы создания и перспективы развития линий электропередач переменного тока УВН нашли широкое отражение в большом числе докладов, обсуждавшихся также на секционных заседаниях, в исследовательских комитетах и на рабочих группах СИГРЭ. В целом по этой проблематике могут быть сделаны следующие основные выводы.

Линии электропередачи 1200 кВ предназначаются для районов, где большое развитие получили сети 500 кВ, в то время как линии 1600 кВ назначены, например, в США в системе АЕР, где широко развиты электропередачи 765 кВ. Если строительство передач 1600 кВ прогнозируется за 2000 г., то первые линии 1200 кВ будут, вероятно, сооружены в первую очередь в СССР и в США в 1985—1986 гг.

Линии 750 кВ будут сооружаться во многих промышленно развитых районах мира, однако в таких ведущих странах Европы, как Англия, Франция и ФРГ, в ближайшие годы признается пока что целесообразным ориентироваться на электропередачи 400 кВ повышенной пропускной способности. Решение имеет определенную логику, учитывая опережающее развитие атомной энергетики и небольшие расстояния до центров потребления, хотя это решение иногда и приводит к конструкциям, целесообразность которых не очевидна. В частности, это относится к использованию линий 400 кВ с четырехцепочечными опорами.

Точки зрения на основные технические решения по передачам 1200 кВ, сформировавшиеся в СССР, США и Италии, являются близкими, а по некоторым вопросам совпадающими. Это очень важный результат, поскольку работы проводились в основном независимо и являются таким образом взаимоподтверждающими.

Доклады по электропередачам УВН вызвали оживленные прения, причем было подчеркнуто, что предложенные технические решения отвечают современному научному и инженерному уровню. Некоторое сомнение вызвала экономичность таких передач. В частности, высказывалось соображение о це-

лесообразности замены одной линии 1200 кВ двумя линиями 750 кВ или создания передач 500 и 750 кВ повышенной пропускной способности за счет продольной и поперечной компенсации, применения шести фаз вместо трех и т. п. Работы в этом направлении заслуживают большого внимания, однако такие решения, по-видимому, справедливы при относительно небольших расстояниях.

Важным результатом явилось снятие многих опасений в отношении воздействия электрического поля на людей и животных. Значение 3—5 кВ/м рассматривается как полностью безопасное в длительном режиме. Рекомендуемая в советских правилах напряженность поля 15 кВ/м как исходный параметр при выборе минимально допустимых габаритов опор рассматривается как прогрессивная и получает все большее признание. Новые линии проектируются исходя из значений 12—15 кВ/м.

Немаловажное значение имеет и создание надежной электрической изоляции, рациональных конструкций линий в целом, а также надежного силового и вспомогательного оборудования для электропередач.

Трудности, возникающие при создании трансформаторов и шунтовых реакторов УВН, связаны с укрупнением единичных мощностей и необходимостью ограничения габаритов по условиям транспортировки. Это требует эффективного использования изоляции и магнитной системы, разработки и внедрения надежных средств контроля качества продукции. Большой интерес представляют в этом плане сведения о разработке фирмой ASEA силового оборудования для установок 1600 кВ.

В качестве эффективного мероприятия повышения надежности работы оборудования наивысших напряжений предлагаются использование элегазовых конструкций, которые позволяют удешевить оборудование и значительно сократить требуемую площадь для сооружения подстанций. В частности, в докладах и выступлениях делегатов широко было отражено состояние разработок подстанций с элегазовым оборудованием напряжением до 1200—1500 кВ.

Применяемая до сих пор линейная изоляция из фарфора или стекла находится в явном противоречии с рациональными конструкциями линий УВН, поскольку она приводит к опусканию фазы вниз на 10—11 м, что существенно снижает технико-экономические показатели таких передач. В последние годы в ряде стран проведена большая работа по созданию, промышленному выпуску и испытаниям комбинированных синтетических изоляторов, обладающих значительно лучшими (по сравнению с фарфоровыми и стеклянными) электрическими и механическими характеристиками и обеспечивающими существенное сокращение габаритов линий УВН и повышение их надежности.

Следует отметить принятые в ряде стран пониженные значения экономической плотности тока в линиях передач большой мощности — до 0,35—0,6 А/мм² (в 2—3 раза ниже по сравнению с величинами, применявшимися ранее).

Большое внимание на сессии было уделено опыту работы и перспективам сооружения передач постоянного тока. Только в ближайшие 5 лет в мире намечается построить 10 электропередач постоянного тока на общую пропускную способность 20 млн. кВт при наличии в настоящее время всего 20 передач с общей мощностью 12 млн. кВт. В США проводятся исследования воздушных линий постоянного тока напряжением до ±1500 кВ включительно. Вместе с тем общее мнение специалистов таково, что наивысшее требующееся напряжение для электропередач постоянного тока на ближайшие 10 лет равно ±750 кВ. Актуальными являются исследования в области компенсации реактивной мощности — статических компенсаторов и фильтров высших гармоник для электропередач постоянного тока.

Вопросы компенсации реактивной мощности рассматривались в ряде докладов и применительно к сетям переменного тока разных напряжений. В частности, особо обсуждалась проблема расстановки источников реактивной мощности и их регулирования, причем подчеркивалась необходимость нового подхода к получению максимального эффекта от этих источников именно за счет оптимизации их расстановки в сети, а не только повышения коэффициента мощности у потребителей. Представили интерес данные относительно применения и конструктивного выполнения регулируемых статических источников-потребителей реактивной мощности и опыта их эксплуатации в Канаде, Англии и некоторых других странах.

Результаты обсуждения на сессии вопросов перенапряжений и координации изоляций в электрических сетях можно

характеризовать следующим образом:

существующие в настоящее время методы оценки грозопоражаемости обеспечивают достаточную для практики точность в большинстве случаев;

в последнее время существенно расширилось применение ограничителей перенапряжений с резисторами на основе окиси цинка; основной областью их применения за рубежом являются комплектные распределительные устройства с элегазовой изоляцией и высоковольтные тиристорные вентили преобразовательных подстанций передач постоянного тока;

основными направлениями исследований, связанными с применением ограничителей перенапряжений, являются: разработка метода проверки работоспособности ограничителей в условиях сильных загрязнений, определение оптимальных требований к ним (как с точки зрения их защитных характеристик, так и пропускной способности), определение термической стабильности резисторов при воздействии рабочего напряжения и квазистационарных перенапряжений;

характеристики резисторов на основе окиси цинка при воздействии постоянного и переменного напряжений заметно различаются, в особенности в области малых значений токов, что требует различного подхода к оценке их срока службы на подстанциях переменного и постоянного тока; необходимы также дополнительные исследования резисторов при воздействии на них пульсирующего напряжения;

соотношение статистических перенапряжений между фазами и относительно земли зависит от класса напряжения системы и ее конфигурации.

В области управления режимами работы энергосистем и их объединений на сессии были рассмотрены следующие основные вопросы:

структура и принципы диспетчерского управления электроэнергетическими системами (ЭЭС), включая соотношение между централизованным и децентрализованным управлением;

системы и средства диспетчерского управления и, в первую очередь, средства отображения информации на дисплеях; надежность систем и средств управления;

анализ причин и процессов развития системных аварий; диагностика предаварийных ситуаций; принципы управления энергосистемами в аварийных ситуациях; пути предотвращения цепочечного развития аварий в энергосистемах и восстановления нормальных режимов;

управление нормальными режимами работы энергообъединений: регулирование активной и реактивной мощностей, в частности, трудности регулирования реактивной мощности при наличии электропередач с напряжением класса 750 кВ, требования к маневренным характеристикам современных тепловых и атомных электростанций; взаимодействие энергосистем, входящих в объединение.

На сессии были также рассмотрены вопросы создания и совершенствования систем автоматики и соответствующих средств повышения надежности энергосистем и энергообъединений. Многие страны уделяют внимание созданию средств противоаварийной автоматики. При этом отмечалось, что с развитием энергосистем требования к системам защиты и противоаварийной автоматики и их значение возрастают. Вместе с тем указывалось, что даже очень хорошие системы защиты и автоматики не могут полностью компенсировать недостатки первичного оборудования.

В области совершенствования релейной защиты и средств управления основным направлением является широкое применение элементов вычислительной техники. Разработчики уделяют большое внимание всесторонним испытаниям устройств релейной защиты с воспроизведением переходных процессов не только в первичных цепях, но и во вторичных цепях измерительных трансформаторов. Наряду с точным физическим моделированием рекомендуется применение линейных усилителей, которые позволяют воспроизводить процессы, записанные в эксплуатационных условиях. При этом, создав банк данных по процессам, возможно проводить «полевые испытания» защит в лабораторных условиях. При разработке и выборе оптимальных вариантов защит используется математическое моделирование защит и их испытания на цифровых моделях линий.

Технический прогресс в области управления нормальными и аномальными режимами работы энергосистем и их объединений требует непрерывного совершенствования систем и средств связи. В этой области по материалам сессии СИГРЭ 1980 г. можно отметить следующие основные тенденции:

разработка и внедрение в энергетике ряда стран (Англия, ФРГ, Япония) наиболее перспективного вида связи — оптиче-

ских систем связи, обладающих такими преимуществами, как малые размеры, невосприимчивость к внешним электрическим помехам, огнестойкость, эластичность, широкополосность и т. д.;

исследования новых ВЧ-трактов по ВЛ сверхвысокого и ультравысокого напряжений, включая ВЧ-системы по расщепленным трактам;

создание автоматизированных систем управления системами связи в энергетике, в результате чего обеспечивается высокая надежность управления энергетическими объектами (Япония);

исследования влияний высоковольтных устройств на электронное оборудование и цепи связи на подстанциях и электростанциях; отмечалось, что радикальным решением для снижения помех в соединительных линиях является применение оптических кабелей.

На сессии большое внимание было уделено прогрессу в области создания основного электрооборудования электрических станций и сетей.

Применительно к электрическим машинам можно отметить следующие наиболее интересные области исследований и результаты:

программы работ ряда стран по созданию прототипов сверхпроводящих турбогенераторов, в частности, мощностью 300 МВ·А в США; 120 МВт — в Англии и др.;

испытания в энергосистемах асинхронизированных синхронных машин (СССР, ФРГ и др.);

положительный опыт эксплуатации в ряде стран мира явнополюсных и неявнополюсных синхронных генераторов с водяным охлаждением роторов и принципиально новая конструкция ротора турбогенератора с таким охлаждением, предложенная фирмой Броун — Бовери (Швейцария) и позволяющая увеличить на 50—60% мощность машин в существующих габаритах;

аномальные режимы мощных синхронных генераторов, в частности, рекомендации, подготовленные Рабочей группой 11—03 СИГРЭ; обобщение проведенных до настоящего времени многими странами исследований больших усилий в валах турбогенераторов, возможных при некоторых возмущениях в энергосистемах и др.;

усовершенствование методов контроля состояния машин в эксплуатации:

По силовым трансформаторам наибольший интерес представили следующие вопросы, обсуждавшиеся на сессии:

развитие методов испытаний изоляции трансформаторов; в докладах и дискуссиях отмечалось, что усовершенствование этих методов, в частности, испытаний напряжениями промышленной частоты и импульсными, правильным сочетанием продолжительности и уровней испытательных напряжений с реальными воздействиями, возможными в эксплуатации (с учетом мер по ограничению перенапряжений), позволяет уменьшить габариты изоляции при одновременном увеличении надежности трансформаторов, что возможно на основе новых знаний об эксплуатационных воздействиях и прочности изоляции при этих воздействиях;

проблемы динамической стойкости трансформаторов — расчет усилий, влияние на конструкцию, испытания; отмечалась сложность и недостаточная изученность процессов, трудности в связи с этим получения достаточно точных расчетов, необходимость проведения испытаний на макетах и особенно на полностью собранных трансформаторах; рассмотрены вопросы стандартизации в этой области.

В области коммутационной аппаратуры основное внимание было уделено нижеследующим вопросам:

прогрессу в разработке и создании выключателей для электропередач 800 и 1200 кВ переменного тока;

отключению токов нагрузки, в том числе малых индуктивных и емкостных, при различных условиях в сети; результатам теоретических и экспериментальных исследований в этой области;

особенностям работы коммутационной аппаратуры на подстанциях с элегазовым оборудованием; отмечалось отличие электрических процессов, в частности, напряжений между контактами и по отношению к земле, от таковых в обычных выключателях; указывалось на то, что общепринятые методы испытаний обычных выключателей (как прямые, так и син-

тетические) могут быть неприемлемыми для элегазовой аппаратуры, рекомендовалось проводить испытания при одновременном воздействии токовой нагрузки, восстанавливающейся напряжения между контактами и напряжения по отношению к земле.

По преобразовательной технике для электропередач постоянного тока на сессии отмечались следующие основные моменты:

высокая надежность высоковольтных тиристорных вентилей; по данным эксплуатации действующих электропередач средняя интенсивность отказов тиристорных ячеек составила 0,8% в год;

применение для современных высоковольтных тиристорных преобразователей специально разработанных тиристоров таблеточного типа с двухсторонним водяным или воздушным охлаждением на шайбе диаметром до 100 мм, имеющих параметры: максимальное повторяющееся напряжение 4 кВ, средний ток 1500 А, ударный ток 30 кА; это позволило отказаться от параллельного соединения тиристоров, повысить надежность и упростить конструкцию высоковольтных тиристорных преобразователей; при этом число тиристоров, необходимых для преобразования 1 МВт, снизилось с 38 на электропередаче Кабора-Басса I до 18 на Кабора-Басса II, до 10 на Нельсон-Ривер и до 3 на Дюрнропр;

выявление способов подавления субсинхронных колебаний в системе преобразователи — турбогенераторы.

По высоковольтным кабелям доклады и дискуссии были посвящены следующим основным вопросам:

прогресс в области создания кабелей высокого напряжения (до ±450 кВ) постоянного тока и подводных кабелей;

достижения и результаты исследований и эксплуатации по кабелям с синтетической изоляцией; в частности, отмечались положительные результаты эксплуатации кабелей с изоляцией из полиэтилена низкой плотности (ПЭНП); хорошие результаты показали кабели с изоляцией из полиэтилена высокой плотности (ПЭВП) на стадии изготовления и монтажа, однако применение их в электрических системах только начинается; использование кабелей с изоляцией из вулканизированного полиэтилена (ВПЭ) также началось недавно; в Англии на основании результатов испытаний кабеля напряжением 275 кВ с изоляцией из ламинированных полипропилено-целлюлозных пленок сделан вывод об экономической целесообразности применения такой изоляции для кабелей напряжением до 400 кВ несмотря на более высокую стоимость новых материалов;

развитие кабельных передач очень большой мощности, в том числе гибкого газонаполненного кабеля 362 кВ в ФРГ, маслонаполненного кабеля 330 кВ сечением 1200 мм² для передачи 600 МВ·А в Австралии, аналогичной кабельной системы 380 кВ, способной передавать до 1100 МВ·А при форсированном охлаждении и др.

В части силовых конденсаторов следует отметить:

разработку и успешное применение в ряде стран вместо токсичного и загрязняющего окружающую среду полихлордифенила синтетических ароматических гидрокарбоновых масел на основе алкилнафтаlena и алкилдифенилэтана;

замену конденсаторной бумаги частично или полностью биаксиально-ориентированной полипропиленовой пленкой, что приводит к значительному уменьшению объема конденсатора за счет повышения напряженности электрического поля с одновременным снижением тангенса угла диэлектрических потерь; конденсаторы с новыми диэлектриками стоят на 10—15% дешевле, чем конденсаторы с полихлордифенилом.

Подводя итог изложенному, следует еще раз отметить, что в настоящей информации дана лишь очень краткая характеристика или перечень актуальных вопросов, рассматривавшихся на XXVIII сессии СИГРЭ. Подробные сведения можно найти в комплектах докладов данной сессии СИГРЭ, а также в Трудах сессии, включающих и материалы дискуссий, намеченных к изданию в 1981 г.

Обмен информацией о мировых достижениях в области электроэнергетики и производства электротехнического оборудования на сессиях СИГРЭ безусловно способствует международному сотрудничеству и прогрессу в этих областях.

ГЛЕБОВ И. А., МАМИКОНЯНЦ Л. Г., СТАРШИНОВ Ю. Н.

СОДЕРЖАНИЕ

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Карпунин М. Г.—Электротехническая промышленность для электрификации страны	1
Лукашов Э. С., Калюжный А. Х., Лизалек Н. Н. Соколов Ю. В.—Моделирование и расчет длительных переходных процессов в сложных энергосистемах при больших небалансах мощности	7
Хайн М., Глазунов А. А.—Выбор экономически целесообразных расчетных значений токов коротких замыканий в системах электроснабжения промпредприятий	11
Зисман Л. С.—Алгоритмы и программы измерительных органов дистанционной защиты ВЛ 330—750 кВ	15
Новелла В. Н., Васильев А. Н.—Исследование работы программных дистанционных измерительных органов в условиях переходного процесса	22
Розенберг Б. М.—Исследование переходных процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором прямыми операционными методами	27
Койков С. Н., Мезенин О. Л.—Анализ характеристик конденсаторов при воздействии несинусоидального напряжения	32
Шафоростов В. Я., Тареев Б. М., Петренко Л. Г.—Расчет потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком при трапециoidalной форме кривой напряжения	38
Васильев А. С., Гуревич С. Г., Нестеров С. А.—Особенности работы выпрямителей, питающих статические преобразователи средней частоты	40
Мерабишвили П. Ф.—Схемы замещения автономных инверторов тока	44
СООБЩЕНИЯ	
Веников В. А., Асамбаев С. Н.—Опережающее определение изменений параметров режима при управлении переходным процессом	56
Шипилло В. П., Ерисова В. В.—О непрерывной модели однофазного автономного инвертора тока	59
Антонов Б. М., Пищиков С. И., Случанко Е. И.—Метод математического моделирования сложных вентильных преобразовательных систем	61
Балтаханов А. М., Бондалетов В. Н.—Расчет электромагнитных и электромеханических переходных процессов в индукционно-динамических системах	64
Васильев В. В.—К исследованию нелинейных характеристик источников питания	67
Назаров П. А., Аблаев А. Т.—О выборе магнитопроводов устройств с датчиками Холла	69
Клименко Б. В.—Применение метода Монте-Карло для определения проводимостей	71
Чабан В. И., Цепенюк М. И.—Математическая модель уравнительного электрического вала	74
ХРОНИКА	
	76

CONTENTS

The Electrical Manufacturing Industry Works for Electrification of the Country—M. G. Karpunin	1
Simulation and Calculation of Long-Time Transients in Complex Power Systems for Highly Unbalanced Power Flow—E. S. Lukashov, A. H. Kaliudjny, N. N. Lizalek	7
Selecting the Economic Design Values for Short-Circuit Currents in Industrial Power Supply Systems—M. Hein, A. A. Glazunov	11
Algorithms and Programs for 330—750 kV Transmission Line Distance Relays—L. S. Zisman	15
A Study of Computerized Distance Relays During Transients—V. N. Novella, A. N. Vasiliev	22
A Study of Transients in Electric Circuits With a Cyclic Commutator By Straight—Forward Operational Calculus Methods—B. M. Resenberg	27
Analysis of Capacitor Characteristics for an Applied Non-Sinusoidal Voltage—S. N. Koikov, O. L. Mezenin	32
Calculating Lasses in Capacitors With a Paper Dielectric for a Trapezoidal-Shaped Voltage Wave—V. J. Shaforostov, B. M. Tareyev, L. G. Petrenko	38
Special Features in the Performance of Rectifiers Feeding Medium—Frequency Static Converters—A. S. Vasiliev, S. G. Gurevitch, S. A. Nesterov	40
Equivalent Circuits for Independent Current Inverters—P. F. Merabishvili	44
FROM OPERATING EXPERIENCE	
Simulation of Electric Fields in Insulating Gaps of Electrical Apparatus By an Electrostatic Induction Method—V. A. Berezov, S. A. Ivanov	49
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Berezov V. A., Ivanov S. A.—Моделирование электрических полей изоляционных промежутков электротехнических устройств методом электрической индукции	49
Lokarev V. I.—Исследование резонансно-параметрического измерительного преобразователя частоты	51
Saltikov V. M., Saltikova O. A.—Колебания напряжения в сетях параллельных дуговых сталеплавильных печей	53
СООБЩЕНИЯ	
Venikov V. A., Asambaev S. N.—Опережающее определение изменений параметров режима при управлении переходным процессом	56
Shipillo V. P., Yerisova V. V.—О непрерывной модели однофазного автономного инвертора тока	59
Antonov B. M., Pisichkov S. I., Sluchanko E. I.—Метод математического моделирования сложных вентильных преобразовательных систем	61
Baltahanov A. M., Bondaleto夫 V. N.—Расчет электромагнитных и электромеханических переходных процессов в индукционно-динамических системах	64
Vasilev V. V.—К исследованию нелинейных характеристик источников питания	67
Nazarov P. A., Ablayev A. T.—О выборе магнитопроводов устройств с датчиками Холла	69
Klimenko B. V.—Применение метода Монте-Карло для определения проводимостей	71
Chaban V. I., Tsepennik M. I.—Математическая модель уравнительного электрического вала	74
ХРОНИКА	
	76

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.018.782.3.001.57

Моделирование и расчет длительных переходных процессов в сложных энергосистемах при больших небалансах мощности. Лукашов Э. С., Колюжный А. Х., Лизалек Н. П., Соколов Ю. В. — «Электричество», 1981, № 2.

Выбрана математическая модель и описан алгоритм расчета длительных переходных процессов при больших небалансах мощности в сложных энергосистемах с учетом действия современной автоматики. Библ. 8.

УДК 621.316.1.014.38.001.24

Выбор экономически целесообразных значений токов коротких замыканий в системах электроснабжения промпредприятий. Хайн М., Глазунов А. А. — «Электричество», 1981, № 2.

Рассматривается методика составления математической модели (приведенных затрат) участка системы электроснабжения промышленного объекта в функции расчетного значения тока короткого замыкания с учетом его вероятностных характеристик. Экономически целесообразное значение расчетного тока короткого замыкания определяется для условий электрических сетей промышленных предприятий и с учетом необходимых технических ограничений. Библ. 9.

УДК 621.316.925.2:621.315.1.027.3.001.24

Алгоритмы и программы измерительных органов дистанционной защиты ВЛ 330—750 кВ. Зисман Л. С. — «Электричество», 1981, № 2.

Приведены результаты исследований и испытаний в энергосистеме измерительных органов дистанционной защиты ВЛ 330—750 кВ, выполненной с применением управляющей ЭВМ. Алгоритмы органов используют методы численного дифференцирования и цифровой фильтрации. Библ. 9.

УДК 621.316.925.2.001.5

Исследование работы программных дистанционных измерительных органов в условиях переходного процесса. Новелла В. Н., Васильев А. Н. — «Электричество», 1981, № 2.

Рассмотрены причины, обуславливающие погрешность функционирования дистанционных измерительных органов релейной защиты в условиях переходного процесса при коротком замыкании. Даны оценки этой погрешности и указаны возможные подходы к снижению ее влияния. Библ. 7.

УДК 621.372.018.782.3.001.24

Исследование переходных процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором прямыми операционными методами. Розенберг Б. М. — «Электричество», 1981, № 2.

Предложена методика расчета переходных процессов в электрических цепях при повторяющихся коммутациях. Методика базируется на прямых операционных методах и обобщенных функциях. Получены рекуррентные формулы (в матричном виде) для определения начальных условий на каждом из интервалов любого цикла. Рассмотрен пример расчета. С помощью предлагаемой методики полностью формализуется весь ход исследования переходных и установившихся процессов при повторяющихся коммутациях. Библ. 7.

УДК 621.319.4.017.001.24

Теоретический анализ характеристик конденсаторов при воздействии несинусоидального напряжения. Койков С. Н., Мезенин О. Л. — «Электричество», 1981, № 2.

Рассмотрены вопросы расчета мощности потерь и заряда конденсатора при несинусоидальном напряжении. Отмечаются существенные недостатки гармонического анализа и предлагается вместо него использовать при расчете потерю переходную функцию конденсатора с последующим двойным интегрированием или решением дифференциального уравнения для каждого релаксатора при произвольном входном напряжении. Библ. 11.

УДК 621.319.4.017.001.24

О расчёте потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком при трапециoidalной форме кривой напряжения. Шафоростов В. Я., Тареев Б. М., Петренко Л. Г. — «Электричество», 1981, № 2.

Предложен метод расчета мощности диэлектрических потерь при трапециoidalной форме кривой напряжения с линейными фронтами с учетом зависимости $\operatorname{tg} \delta(f)$ для конденсаторов с бумажным диэлектриком. Получены формулы и построены графики, позволяющие определить число членов ряда Фурье, которым можно ограничиться при вычислении $\operatorname{tg} \delta$ с заданной точностью. Построены зависимости коэффициента несинусоидальности от несущей частоты при постоянных относительной β и абсолютной τ_f длительностях фронтов трапециoidalного напряжения. Предложен упрощенный метод расчета мощности потерь при несимметричном трапециoidalном напряжении. Библ. 3.

УДК 621.314.571.012.8.001.24

Эквивалентные электрические схемы замещения автономных инверторов тока. Мерабишвили П. Ф. — «Электричество», 1981, № 2. Рассмотрены вопросы получения линейных электрических схем замещения для вентильных преобразователей — однофазных и трехфазных автономных инверторов тока. На основе применения спектрально-операторного метода анализа вентильных цепей получены аналитические выражения искомых величин, с помощью которых определяются электрические схемы замещения как со стороны цепи постоянного, так и со стороны цепи переменного тока преобразователей. Библ. 10.

УДК 538.311.001.57

Моделирование электрических полей изоляционных промежутков электротехнических устройств методом электростатической индукции. Березов В. А., Иванов С. А. — «Электричество», 1981, № 2.

Обосновывается целесообразность применения метода электростатической индукции для изучения трехмерных полей изоляционных промежутков электротехнических устройств. Излагаются основы метода, описывается методика измерений. Приведены результаты исследования полей некоторых изоляционных промежутков, встречающихся в трансформаторах высокого напряжения. Библ. 6.

УДК 621.316.176.015.2.001.24

Колебания напряжения в сетях параллельных дуговых сталеплавильных печей. Салтыков В. М., Салтыкова О. А. — «Электричество», 1981, № 2.

Сделано теоретическое обоснование законов распределения случайных колебаний напряжения для группы параллельных дуговых сталеплавильных печей в режиме расплавления, подключенных в общую точку электрической сети и приведены аналитические выражения для их определения. Библ. 9.

УДК 621.311.018.782.3.016.35.001.24

Опережающее определение изменений параметров режима при управлении переходным процессом. Веников В. А., Асамбаев С. Н. — «Электричество», 1981, № 2.

Приводится обоснование критериев, являющихся функциями первой и второй производной угла по времени и электрической мощности по взаимному углу, позволяющих производить опережающее определение динамической устойчивости системы. Предложен алгоритм определения устойчивости, использующий эти критерии и показана возможность создания устройства, определяющего в темпе переходного процесса устойчивость параллельной работы электрических станций. Библ. 3.

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., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Соловьев 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 почтamt, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулеva

Сдано в набор 16.12.80
Подписано в печать 05.02.81
Формат 60×90/8
Печать высокая
Усл. печ. л. 10
Уч.-изд. л. 12,16

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10